radio fernsehen elektronik

2

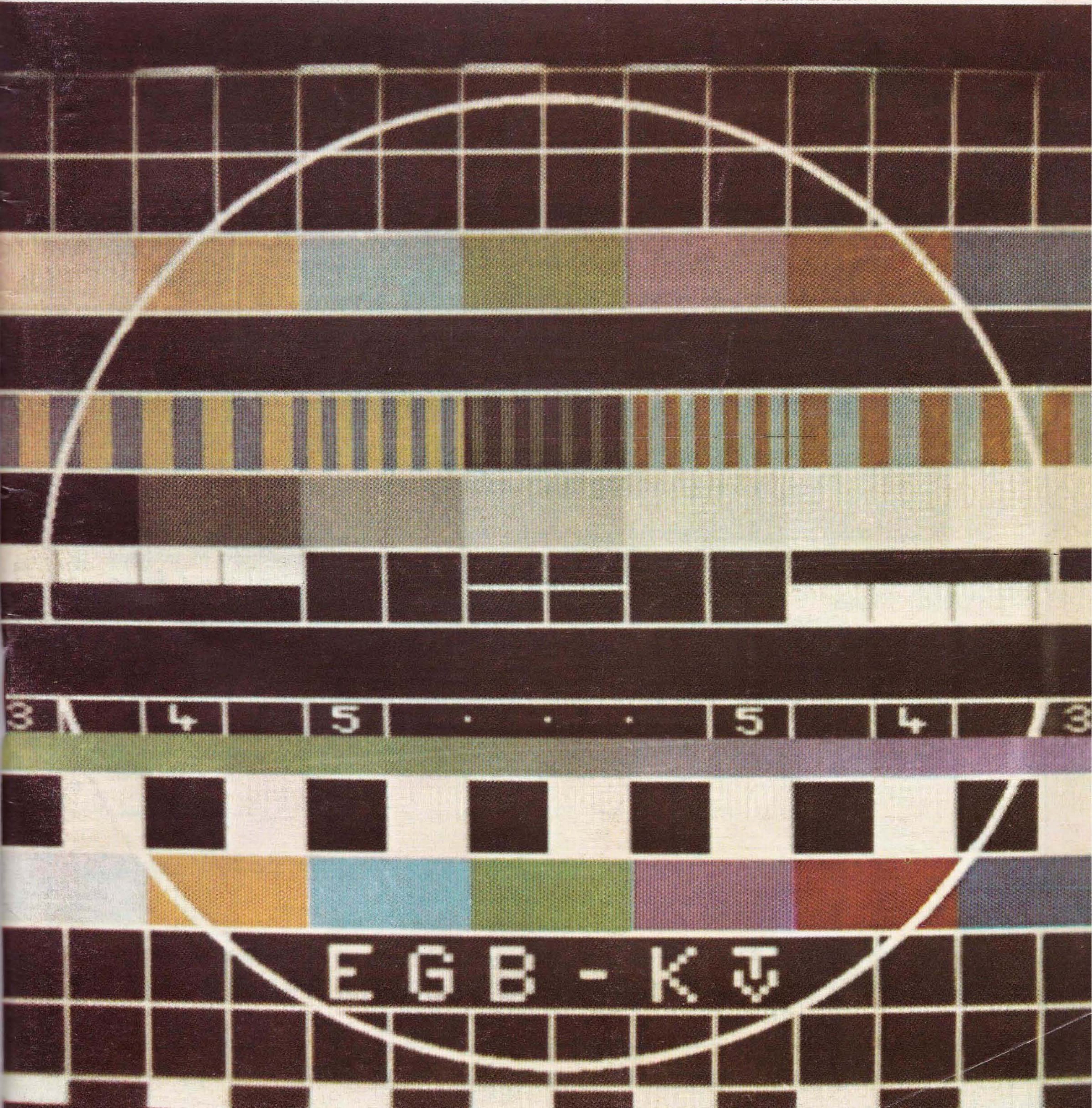
1981

Kopfstation für Groß-Gemeinschafts- und Kabelfernsehanlagen

Elektronisches Testbild des Fernsehens der DDR und seine Anwendung

Erweiterung des SECAM-Farbbalkentestgenerators für das PAL-System

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
FEBRUARHEFT
30. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK



Fertigungsprozeßgestaltung im Maschinen- und Gerätebau

Von Prof. Dr.-Ing.
Franz Schiffer und
Prof. Dr.-Ing.
Karl-Heinz Tempelhof
Etwa 340 Seiten,
190 Bilder, 74 Tafeln,
Kunstleder, etwa 24,– M,
Ausland etwa 32,– M.
Bestell-Nr. 552 807 9

Eine systematische und geschlossene Darstellung der Theorien, Gesetzmäßigkeiten, Regeln und Modelle zur Gestaltung von Fertigungsprozessen der Teilefertigung und Montage in der metallverarbeitenden Industrie.
Lehrbuch für alle Hoch- und Fachschulen, an denen in technologischen Fachrichtungen des Maschinen- und Gerätebaus **sowie der Elektrotechnik/Elektronik** ausgebildet wird. Darüber hinaus Fachbuch und Nachschlagewerk für alle in der metallverarbeitenden Industrie tätigen Technologen sowie Grundlage für die notwendige Weiterbildung dieser Kader.

Erscheint in diesen Tagen. Auslieferung durch den Buchhandel.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Lichtleitertechnik

Eine Einführung

Von Dr.-Ing. habil.
Wolfgang Glaser
Etwa 130 Seiten,
113 Bilder, 7 Tafeln,
Broschur, etwa 10,– M,
Ausland etwa 14,– M.
Bestell-Nr. 552 956 5

Neben die elektrische Nachrichtenübermittlung tritt heute in weltweiter Entwicklung die optische Übertragungstechnik. Materialaufwendige Kupferleitungen werden dabei durch Kabel ersetzt, die einzelne haarfeine Glasfasern enthalten. Die technischen Kennwerte dieser Lichtleiterkabel übertreffen heute schon in jeder Hinsicht die der Kupferkabel.
Das Buch führt allgemeinverständlich in diese Technik ein und beschreibt sowohl die Funktionselemente (Lichtsendedioden, Lichtleiter, Lichtempfänger, optische Bauelemente) als auch Probleme der Nachrichtennetzgestaltung und zukünftige Entwicklungsrichtungen.

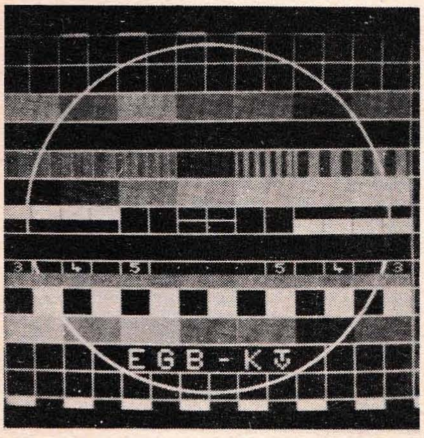
Erscheint in diesen Tagen. Auslieferung durch den Buchhandel.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft



Farbfernsehtestbild der Kopfstation KS 1200 aus dem VEB Elektronische Geräte Burgstädt. Lesen Sie dazu unseren Beitrag auf Seite 73
Werkfoto

Zur wirtschaftlichen Nutzung von Patenten 71

Kopfstation für Groß-Gemeinschafts- und Kabelfernsehanlagen 73

Modifiziertes Schmalbandfernsehsystem zur Speicherung quasistatischer Fernsehbilder 77

Schnellkopiereinrichtung für Reportage-Kompaktkassetten 79

Kleinstecholotgerät 81

Aktive Frequenzweichen 84

Automatisches Stehwellenmeßgerät 86

Meßaufbau für die Registrierung der kosmischen Radiostrahlung 89

Ein einfacher und schneller D-A-Wandlerbaustein 94

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik 2 95

FÜR DEN SERVICE
Elektronisches Testbild des Fernsehens der DDR und seine Anwendung 97

BAUELEMENTEINFORMATIONEN 8 105

Erweiterung des SECAM-Farbbalkentestgenerators für das PAL-System 107

Quasidigitale Prüfung von analogen Schaltungen 111

Hochohmige Eingangsstufe mit Pegelwandlung und -bewertung 114

Siebensegment-BCD-Dekoder für U 821 D 116

Stand & Tendenzen
Halbleiterelektronik, Teil 2 und Schluß 117

Mehrphasige Ansteuergeräte mit U 706 D, Teil 2 und Schluß 120

Zeitschaltungen mit CMOS-Schaltkreisen 127

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Anzeigeeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520
- Überlagerungsphasenmesser mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns
- Logarithmischer Kennlinienschreiber
- Dividierer nach dem Sägezahnverfahren
- Programmieren von EPROMs
- Elektronischer Schalter mit Operationsverstärkereigenschaften
- Vollelektronische Zündung für Ottomotoren

СОДЕРЖАНИЕ

К вопросу об экономическом использовании патентов 71

Головная станция для больших домовых антенных устройств или для устройств кабельного телевидения 73

Модифицированная система узкополосного телевидения для записи квазистатического телевизионного изображения 77

Устройство для быстрой перезаписи кассетов 79

Миниатюрный эхолот 81

Активные частотные разделительные фильтры 84

Прибор для автоматического измерения стоячих волн 86

Устройство для регистрации космических радиоволн 89

Простой и быстрый цифровой-аналоговый преобразователь 94

Сокращения терминов полупроводниковой электроники 2 95

Для сервиса
Электронная тесттаблица Телевидения ГДР и её применение 97

Информации о конструктивных элементах 8 105

Расширение генератора цветных полосов по системе СЕКАМ 107

Квазицифровое измерение аналоговых схем 111

Высокоомный входной каскад с преобразованием и с оценкой уровня 114

Семисегментовый-BCD-декодр для U 821 D 116

Состояние и тенденции
Полупроводниковая электроника, ч. 2ая и окончание 117

Многофазное управление с помощью U 706 D, ч. 2ая и окончание 120

Реле времени на CMOS-ИС 127

OBSAH

Ekonomické využití patentů 71

Koncová stanice pro velké společné anténní rozvody a rozvody kabelové televize 73

Modifikovaný systém úzkopásmové televize pro akumulaci kvazistatických televizních obrazů 77

Zařízení pro rychlé kopírování kazet s reportážními pořady 79

Malý ozvěnový hloubkoměr 81

Aktivní kmitočtové výhybky 84

Samočinný měřič stojatých vln 86

Měřicí pracoviště pro registraci kosmického rádiového záření 89

Jednoduchý a rychlý číslicově-analogový převodník — stavebnicová jednotka 94

Zkratky odborných výrazů polovodičové elektroniky 2 95

Pro servis
Elektronický zkušební obrazec televize NDR a praktické použití 97

Informace o součástkách 8 105

Rozšíření generátoru barevných pruhů pro systém SECAM 107

Kvazidigitální zkoušení analogových obvodů 111

Vstupní obvod s vysokým odporem, přeměnou a ohodnocení úrovně 114

Převodník sedmisegmentového kódu na kód BCD pro i. o. U 821 D 116

Současný stav a směry vývoje
Polovodičová elektronika, díl druhý a dokončení 117

Vícefázová řídicí jednotka s i. o. U 706 D, díl druhý a dokončení 120

Časové spínače s i. o. typu CMOS 127

IN THIS ISSUE

For the economic use of patents 71

Terminal for large community and cable television installations 73

Modified narrow-band television system for the storage of quasi-statical television images 77

High-speed copying equipment for news-reporting packaged cassettes 79

Miniature echo sounder 81

Active frequency filters 84

Automatic standing wave indicator 86

Measuring equipment for the recording of the cosmic radio rays 89

A simple and quick digital-to-analogue converter module 94

Abbreviations of technical terms of semiconductor electronics 2 95

Service information
Electronic test pattern of the television of the GDR and its application 97

Component information 8 105

Extension of the SECAM colour bar test generator for the PAL system 107

The quasi-digital testing of analogue circuits 111

High-resistive input stage with level conversion and evaluation 114

Seven-segment BCD-coder for U 821 D 116

State and tendencies
Semiconductor electronics, part 2 and conclusion 117

Multi-phase drive equipment with U 855, part 2 and conclusion 120

Timing circuits with CMOS-circuits 127

Neu im Handel

HiFi-Stereokassettendeck SK 900

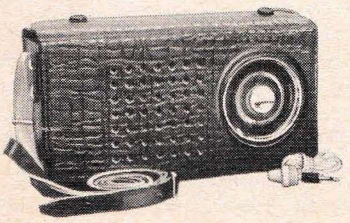
Mit dieser Neuentwicklung vom VEB Stern-Radio Sonneberg kommt das erste Kassettendeck aus der DDR-Produktion in den Handel, das der HiFi-Norm entspricht. Die Frontgestaltung wurde den HiFi-Steuergeräten Carat S bzw. HiFi 100 angepaßt.
Das Einlegen der Kassette erfolgt von oben, alle anderen Bedienelemente befinden sich an der Frontseite. Das Gerät hat elektromagnetische Endabschaltung für alle Funktionen, Pausentaste, elektronische Bandsortenumschaltung Fe/Cr (automatisch), Fe/FeCr (manuell) mit Vorrangsteuerung für Cr-Bänder, Mithörmöglichkeit bei schnellem Vor- und Rücklauf (Cue), Zählwerk, wahlweise manuelle Aussteuerung oder Pegelautomatik, zwei Instrumente (rechts/links) für Aufnahme und Wiedergabepegel, beleuchtete Funktionsanzeige für alle elektronischen Funktionen, Mithörkontrolle bei Aufnahme und Wiedergabe über Stereokopfhörer durch eingebauten regelbaren Monitorverstärker.

Technische Daten

Stromversorgung	220 V Wechselspannung
Leistungsaufnahme	15 W
Bandgeschwindigkeit	4,76 cm/s
Abweichung der Bandgeschwindigkeit	± 1,5 %
Gleichlauffehler	max. ± 0,2 %
Übertragungsbereich	40...14 000 Hz
Besonderheiten	geregelter Gleichstrommotor aufnahme-wiedergabeseitiges Rauschminderungssystem (Dolby) Stummschaltung bei Pause und Cue getrennter Aufnahme- und Wiedergabeentzerrer
Anschlüsse	Rundfunk, Fono, 2 Mikrofone (vorn) Kopfhörer (vorn)
Abmessungen in mm	400 × 112 × 310
Masse	≈ 5,5 kg

TT-Empfänger Selga 405

Dieses Importgerät aus der UdSSR hat die Wellenbereiche Mittel- und Langwelle. Die eingebaute Ferritantenne arbeitet auf beiden Bereichen. Das Gerät hat Anschlüsse für Außenantenne und Ohrhörer. Halbleiterbestükkung: 8 Transistoren, 1 Diode, Ausgangsleistung 200 mW. Die Betriebsspannung beträgt 9 V (6 Gnomzellen R 6). Die Abmessungen betragen 193 mm × 43 mm × 100 mm, die Masse ist 0,7 kg.
Zum Lieferumfang gehört eine robuste Bereitschaftstasche mit Trageriemen (s. Bild).

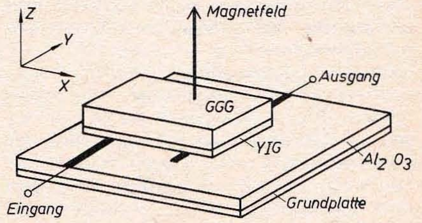


Weiterentwicklung der optischen Nachrichtentechnik

Optische Nachrichtentechnik und Lichtleitung über Lichtwellenleiter stellen ein relativ junges Gebiet dar, das sich ständig weiterentwickelt. Diese Entwicklungstendenz unterstreicht auch die kürzlich in Paris stattgefundene Faseroptik-Konferenz EFOC 80 (European Fiber Optics and Communications Exposition). Einen Schwerpunkt auf dieser Konferenz bildeten Systemkomponenten einer optischen Nachrichtenübertragung im Wellenlängenbereich von 1,3 bis 1,5 μm. Bei diesen Wellenlängen zeigen die Glasfasern wesentlich geringere Dämpfungswerte als bei der auf Grund der gegenwärtig zur Verfügung stehenden Sender- und Empfängerbauelemente üblichen Wellenlänge von 850 nm. Auf der Basis von GaInAsP/InP ließen sich bereits Leuchtdioden und Laser für den Betrieb mit 1,3 μm und 1,5 μm Wellenlängen entwickeln. Die Doppelheterostruktur-Dioden zeigen dabei Leistungsdaten, die sich denen der 850-nm-Komponenten nähern, nämlich emittierte Leistungen von etwa 10 μW/A und 15 Wcm^{-2} sr^{-1} bei 5 000 A/cm^2. Dasselbe Verbundhalbleitersystem wird auch als ein ideales Material zur Herstellung von Fotodetektoren angesehen, da sich die Bandlücke von GaInAsP auf InP kontinuierlich von 920...1 660 nm variieren läßt. So wurden Dioden realisiert, die im Wellenlängenbereich von 950...1 300 nm einen nahezu konstanten externen Quantenwirkungsgrad mit dem Maximum von etwa 70 % bei 1 200 nm aufwiesen. Glasfasern gibt es bereits mit 50 μm Kern- und 125 μm Außendurchmesser und mit einer numerischen Apertur von 0,21. Sie weisen im Wellenlängenbereich von 1 200...1 300 nm und von 1 500...1 750 nm sehr niedrige Verluste auf. Die kritische OH-Konzentration im Kern konnte wesentlich verringert werden. Minimale Dämpfungswerte liegen bei 0,8 dB/km bzw. 0,5 dB/km.

Magnetostatische Wellen zur Signalverarbeitung im GHz-Bereich

Die Signalverarbeitung von Mikrowellen erfolgte bisher vorwiegend bei niedrigeren Frequenzen (Zwischenfrequenzen), da es schwierig war, die notwendigen Verzögerungsleitungen, Transversalfilter und andere Signalverarbeitungsschaltungen für hohe Frequenzen herzustellen.



Nun gelang es, Bauelemente für diesen Frequenzbereich zu realisieren. Sie arbeiten mit sogenannten magnetostatischen Wellen und sind in der Lage, ähnliche Funktionen wie akustische Oberflächenwellen auszuführen.

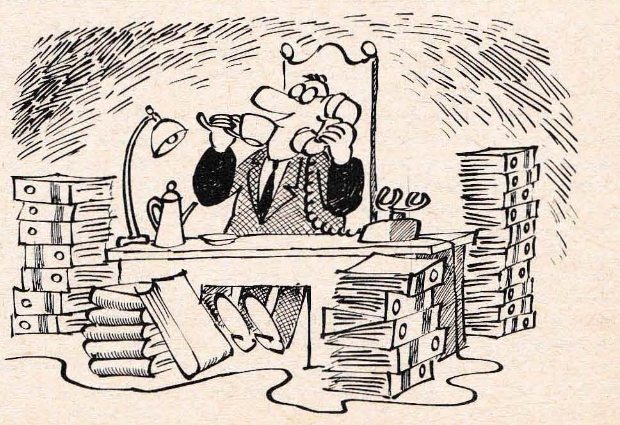
Bauelemente mit magnetostatischen Wellen weisen folgende Besonderheiten auf:

- Sie arbeiten direkt im Mikrowellenbereich (1...20 GHz) bei Bandbreiten von 0,5...1 GHz.
- Sie vermeiden bisher notwendige Frequenzumsetzungen
- geringere Ausbreitungsverluste gegenüber den AOW-Bauelementen
- geringere Anforderungen an die Fotolithografie (Linienbreiten von 50 μm)
- Frequenzabstimmbarkeit durch ein externes Magnetfeld.

Die ersten Versuche mit diesen Bauelementen in den 50er Jahren brachten noch nicht den gewünschten Erfolg. Der stellte sich erst ein, als im Zusammenhang mit den Magnetblasenspeichern die Flüssigphasenepitaxie dünner Yttrium-Eisen-Granatschichten (YIG) verbessert werden konnte. Allerdings befindet sich diese Entwicklung noch am Anfang. Heute lassen sich – zumindest als Prototypen – mit Hilfe von magnetostatischen Wellen folgende Bauelementetypen herstellen:

- Verzögerungsleitungen mit konstanter Verzögerungszeit
- lineare dispersive Verzögerungsleitungen
- Transversalfilter
- Bandpaßfilter
- Resonatoren
- Schaltungen zur Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses.

Die Wirkungsweise der mit magnetostatischen Wellen arbeitenden Bauelemente beruht auf der Ausbreitung und den Eigenschaften von Spinwellen im Mikrowellenbereich in verlustarmen ferromagnetischen Materialien. Geeignet hierfür ist eine epitaxial aufgewachsene Yttrium-Eisen-Granatschicht (YIG) auf einem Gadolinium-Gallium-Granatsubstrat (GGG). Die Spins ordnen sich in Feldrichtung eines äußeren statischen Magnetfeldes an. Eine lokale Störung, die z. B. durch einen Stromfluß in einem Leiter auf dem Magnetmaterial her-



Verzögerungsleitung
Zeichnung: Moese

vorgerufen wird, breitet sich in der YIG-Schicht wellenförmig aus. Ein zweiter Leiter, der sich in einem gewissen Abstand vom ersten Leiter befindet, detektiert diese Welle in Form eines Stromes. Dabei kann eine frequenzmäßige Beeinflussung über das Magnetfeld vorgenommen werden, so daß man die Mittenfrequenz durch eine Verdopplung der Magnetfeldstärke ohne physikalische Veränderung des Bauelements beeinflussen kann.

Unser Bild zeigt das Prinzip eines Grundbauelements, das mit magnetostatischen Wellen arbeitet. Das elektromagnetische Signal wird in die YIG-Schicht durch einen einfachen Mikrostreifenwandler eingekoppelt. Die YIG-Schicht ist von der Grundplatte durch eine Al_2O_3-Schicht getrennt. Über ihr befindet sich die GGG-Schicht. Vorwärts-Volumenwellen breiten sich aus, wenn die Richtung des Magnetfeldes senkrecht auf der YIG-Schicht steht (Z-Richtung). Sie breiten sich in der YIG-Schicht aus. Ihre Verzögerung steigt mit der Frequenz an. Liegt die Magnetfeldrichtung in X-Richtung, so werden Rückwärts-Volumenwellen mit inversem Verzögerungs-Frequenzverhalten erzeugt. Beim Anlegen des Magnetfeldes in Y-Richtung erhält man in der YIG-Oberfläche verlaufende Wellen (ähnlich akustischen Oberflächenwellen).

Ordnet man in einem geeigneten Abstand über der GGG-Schicht eine weitere Grundplatte an, so erhält man eine Verzögerungsleitung mit einer konstanten Verzögerungszeit über einem bestimmten Frequenzbereich. Mit Auswahl der YIG-Schichtdicke und der Grundplattenabstände lassen sich Verzögerungszeiten zwischen 10...500 ns einstellen. Aufbauend auf dieser Grundstruktur lassen sich weitere Bauelemente realisieren, wie Übertrager, Filter, Transversalfilter u. a. Nachteilig ist die Temperaturabhängigkeit der Eigenschaften dieser Bauelemente, die es noch zu verbessern gilt. Hier wird auch eine künstliche Alterung bzw. der Einsatz von Magnetmaterialien mit geringem Temperaturkoeffizienten empfohlen.

Literatur

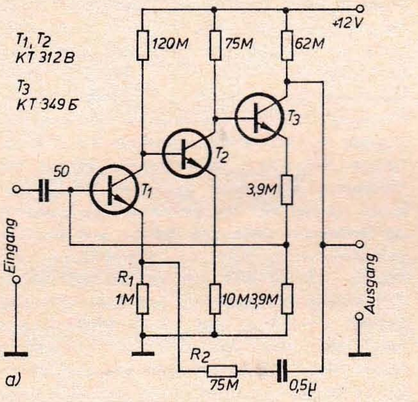
Adam, J. D., u. a.: Magnetostatic wave devices move microwave design into gigahertz realm. Electronics 53 (1980) H. 11, S. 123–128

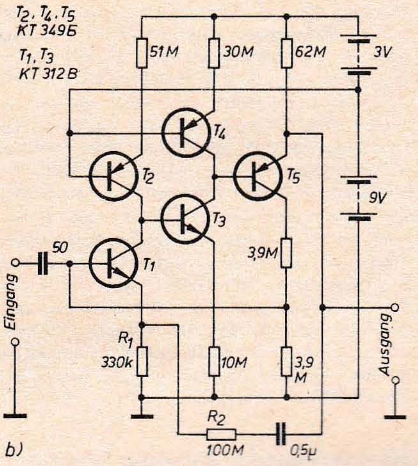
Meßtechnik

● Ein neuartiges Prinzip zur berührungslosen Temperaturmessung besteht in der Verwendung von zwei Pyrometern, die auf verschiedene Infrarotwellenlängen reagieren. Die Temperatur wird nicht aus der absoluten Bestrahlungsstärke ermittelt, sondern aus dem Intensitätsverhältnis der beiden Wellenlängen. Je höher die Temperatur, um so weiter verschiebt sich auf der Grundlage des Planckschen Strahlungsgesetzes das Intensitätsmaximum zu kürzeren Wellenlängen. Der Vorteil des Meßverfahrens liegt darin, daß eine Abschwächung der Strahlungsintensität auf dem Wege von der Strahlungsquelle zum Empfänger keinen Einfluß auf den Meßwert ausübt. Vorausgesetzt wird dabei, daß beide Wellenlängen im gleichen Maße geschwächt werden.

● Eine neue piezoelektrische Silizium-Drucksensorkonfiguration wird in einem kreuzförmigen (x-förmigen) Aufbau realisiert, während bisherige Drucksensoren einen Widerstand in einer Wheatstonebrücke bildeten. Der Drucksensor ist ein einzelnes p-Siliziumelement in einer x-förmigen Anordnung. Durch die Längsachse wird ein konstanter Strom geschickt, der eine Querspannung im Querarm erzeugt. Bei Druckeinwirkung verändert sich diese Spannung. Der Sensor erzeugt eine Ausgangsspannung von 65 mV bei einem differentiellen Druck von 9,81 · 10⁴ Pa. Er ist wesentlich billiger und einfacher, als herkömmliche Sensoren zu fertigen. Außerdem entfällt die Anpassung der Temperaturkoeffizienten in der bisherigen Brückenschaltung. Der Temperaturkoeffizient des Sensors beträgt —0,2 %/K.

● Kleinstleistungsverstärkern mit eigener Leistungsaufnahme im Mikrowattbereich kommt in radioelektronischen Meßsystemen eine besondere Bedeutung zu. Dadurch wird Dauerbatteriebetrieb über Jahre möglich, die Wärmeentwicklung ist zu vernachlässigen, und man erreicht geringste Abmessungen. Untersuchungen an einer größeren Anzahl von Typentransistoren aus der UdSSR zeigten, daß ihr Einsatz bei Betriebsströmen zwischen 10^{-6} A und 10^{-8} A und zwischen 1 V und 10 V durchaus möglich ist, wobei theoretisch in einer Stufe Verstärkungen zwischen $3 \cdot 10^3$ und $1 \cdot 10^4$ erreichbar sind, jedoch nur im infraniedrigen Frequenzbereich (bedingt durch parasitäre Rückkopplung über die Kollektorkapazität). Im Mehrstufenverstärker kann der Frequenzbereich durch mehrere Gegenkopplungen erweitert werden. Im Bild aus Radiotechnika 35 (1980) H. 1, S. 82–86, sind zwei einfache Realisierungen dargestellt.





Die Stromaufnahme des linken Verstärkers beträgt 0,3 μA bei einer Verstärkung von 50 und einer 3-dB-Bandbreite von 0,1...200 Hz. Der rechts dargestellte Verstärker hat bei gleicher Stromaufnahme eine größere Verstärkung (300) im Frequenzbereich von 0,1...150 Hz durch die Anwendung dynamischer Kollektorlasten (T_2 und T_4). Der Ausgangswiderstand beider Verstärker liegt in der Größenordnung von 10 bis 100 kΩ womit sich ein unverzerrtes Ausgangssignal von 0,1...1 V an einer Last von 1...10 MΩ ergibt. Es existieren auch schaltungstechnische Möglichkeiten dafür, niedrigere und kapazitive Lasten anzuschließen.

● Ein neues Verfahren zur Füllstandsmessung geht auf eine Relativdruckmessung am Behälterboden des Flüssigkeitsbehälters zurück. Ein Relativdruckaufnehmer mißt den auf ihn wirkenden Druck, bezogen auf den überstehenden Umgebungsluftdruck. Sein Ausgangssignal ist damit – bei bekannter Dichte der Flüssigkeit und im Regelfall eines belüfteten Behälters – ein direktes Maß für die Höhe der überstehenden Flüssigkeitssäule. Als Relativdruckaufnehmer eignen sich piezoresistive Sensoren, an die entsprechende Auswerteschaltungen angeschlossen sind. Eine Digitalanzeige gibt direkt die Standhöhe der Flüssigkeitssäule an.

▼ **Anwendung der Mikroelektronik in der Prozeßautomatisierung.** Dieser Titel von W. Weller erschien als Band 187 in der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK vom VEB Verlag Technik. In der jetzt herauskommenden 2. Auflage wurde, soweit es der kurze Zeitraum seit der 1. Auflage ermöglichte, die derzeitige Gerätesituation der DDR-Industrie berücksichtigt. Das betrifft insbesondere den Mikroprozessor U 880 D. 84 Seiten, 42 Bilder, 4 Tafeln, 4,80 Mark, Bestellnummer 5 526 700

▼ Mit einer neuen, **elektrisch polarisierten Plastmembran** ausgestattete Mikrofone können möglicherweise in Zukunft herkömmliche Kohlemikrofone in Telefonapparaten ersetzen. Ein solches Elektretmikrofon benötigt zwar einen Verstärker, läßt sich aber relativ billig fertigen. Hohe Zuverlässigkeit, geringes Rauschen und lineares Verhalten sind die wesentlichsten Vorteile des neuen Mikrofons. Der notwendige Verstärker kann mit auf dem Chip des integrierten Schaltkreises untergebracht werden, der auch zukünftig für weitere Funktionen moderner Telefone erforderlich wird. Als Material für die Plastmembran wird fluoriertes Äthylenpolymer mit einer Aluminiumschicht auf einer Seite verwendet. Die Membran ist nur 13 μm dick und befindet sich auf einer Trägerschicht.

▼ **Eine neue Piezokeramik** mit vielversprechenden Eigenschaften beruht auf Bleititanat als Ausgangsbasis, bei dem ganz bestimmte Dotierungen vorgenommen werden: 10...11 % des Bleis sind durch Neodym ersetzt, ein Teil des Titans durch Indium (4...6 %) und Mangan (2 %). Dadurch erhält man eine Piezokeramik mit hohem Piezokoeffizienten und auch mit einer ausgezeichneten Temperaturstabilität. Bisher wurden die beiden Forderungen als einander widersprechend angesehen. Quarz hat zwar eine gute Temperaturstabilität, jedoch einen kleinen Piezokoeffizienten. Bei bisher verwendeten keramischen Materialien, wie Blei-Zirkonat-Titanat, ist es gerade umgekehrt. Die neue Piezokeramik vereinigt die Vorteile von beiden Piezomaterialien. Der Temperaturkoeffizient zwischen 20 °C und 60 °C ist nahezu Null.

▼ **Integrierte GaAs-Schaltungen** sind wegen ihrer großen Trägerbeweglichkeit und hohen Schaltgeschwindigkeit zur Erfüllung der Aufgaben besonders geeignet, die digitale Nachrichtenübertragungssysteme stellen. Man geht dabei von einem mit Chrom dotierten halbisolierenden GaAs-Substrat aus, auf das über die Dampfphasenepitaxie eine n-Schicht abgeschieden wird. Zur Herstellung einer geeigneten Gatestruktur sind im allgemeinen sechs Schritte erforderlich, die die Elektronenstrahllithografie, die Lift-off-Technologie und lokale Ätzung einschließen. Integrierte Widerstände werden aus Nickel-Chrom realisiert. Zur Zeit lassen sich Gatelängen von 0,7...0,8 μm bei Source-Drainabständen von 3,6 μm erreichen.

▼ **Verstärkerstellen** (Repeater) **in optischen Nachrichtenübertragungssystemen** lassen sich vorteilhaft mit Gunnelementen aufbauen. Erste Versuche haben gezeigt, daß derartige Verstärkerschaltungen bei Taktfrequenzen von 1,5 G bit/s noch einwandfrei arbeiten, wobei von der Gunndiode her die Grenze wesentlich höher anzusetzen ist. Das monostabile Verhalten des Gunnelements ist für die Rückgewinnung des digitalen Signals günstig. Auf diese Weise lassen sich relativ einfache optoelektronische Verstärker aufbauen, die in ihrem Kernstück aus einem einzigen Gunnelement bestehen. Die Lichtimpulse werden von einer Lawinenfotodiode empfangen, mit einem invertierenden Transistorverstärker vorverstärkt und an das Gunnelement geführt.

▼ Ein neues Übertragungssystem gestattet die **Übertragung von Farbbildern** (Farbfotos) **über Telefonleitungen** oder Funktelefonkanäle mit der gleichen Übertragungsgeschwindigkeit, mit der auch Schwarzweißbilder übertragen werden. Die Bilder können auf der Empfänger-

seite als Farbbilder, in kodierter Form oder als Schwarzweißbilder empfangen werden. Die Übertragung der Farbkomponenten erfolgt im Gegensatz zu anderen Systemen simultan und komprimiert. Das zu übertragende Farbbild wird auf eine Trommel gespannt und optisch abgetastet, wobei über drei Farbfilter und drei Fotosensoren drei Farbsignale (rot, grün, blau) gewonnen werden. Man leitet daraus ein Y-Signal und die Farbdifferenzsignale (R-Y, B-Y) ab. Die Farbdifferenzsignale werden komprimiert und zusammen mit dem Y-Signal an einen Multiplexer geführt. Auf der Empfängerseite werden die Signale in umgekehrter Weise zurückgewonnen. Zur Schwarzweißdarstellung genügt die Verarbeitung des Y-Signals.

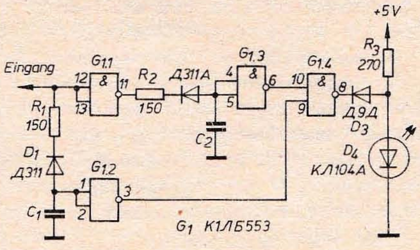
▼ Für die in **Hochleistungs-Thyristoren**, die z. B. für periodische Spitzensperrspannungen von 4,2 kV und Dauergrenzströmen von 1,4 kA ausgelegt sind, auftretenden hohen Belastungen muß die Stromverteilung über dem Silizium möglichst gleichmäßig sein, um lokale Wärmenester auszuschließen, die in kurzer Zeit zur Zerstörung des Bauelementes führen würden. Mit Arsen, Bor, Gallium oder Phosphor aus der fünften Gruppe des periodischen Systems der Elemente wird das Silizium zunächst in Richtung der gewünschten Halbleitereigenschaften „getrimmt" und dann mit Neutronen so bestrahlt, daß die Dotierung vor allem mit Phosphor ganz gleichmäßig im Material verteilt ist. Die Neutronendotierung, die maßgeblich für die Herstellung von Hochleistungs-Thyristoren ist, wird noch an den Siliziumstäben vorgenommen, bevor diese in die späteren Tabletten zersägt werden. Der Neutronenbeschuß dauert etwa zwei Stunden. Die vom Isotop ^{31}Si herrührende Radioaktivität ist wegen der kurzen Halbwertszeit nach etwa drei Tagen praktisch vollständig abgeklungen. Nach Ablauf einer weiteren Wartezeit kann das Silizium wie unbestrahltes Material schadlos weiterverarbeitet werden.

▼ Eine schnelle und hochpräzise Justierung von Chips bei der IS-Herstellung läßt sich mit einer **Wafer-Bearbeitungseinrichtung** (Wafer-Stepper) realisieren, die mit einem Beugungsgitter arbeitet, wobei das Gitter direkt neben jeder Schaltung auf dem Wafer angeordnet ist. Dadurch ist eine achsenparallele Justierung möglich. Das Gittermuster besteht aus einer Reihe paralleler Linien mit gleichem Abstand. Während des ersten Maskenschrittes wird ein ähnliches Muster auf dem Wafer angeordnet. Der Unterschied zwischen dem Muster auf dem Wafer und dem auf dem Fadenkreuz besteht darin, daß das Wafermuster in einzelne Punkte aufgeteilte Linien aufweist (Punktmatrix). Ein Laserstrahl wird durch das Fadenkreuzmuster auf das Wafermuster projiziert, wobei die dabei auftretende Beugung ausgewertet wird. Treten nur Beugungen erster Ordnung auf, so sind beide Muster gut zueinander justiert. Der Vorgang dauert nur 60 ms.

▼ **Laserfarbstoffe** können in Zukunft möglicherweise auch zur Energiespeicherung herangezogen werden, wobei die Energie des Sonnenlichtes direkt von den Farbstoffen aufgenommen und bei Bedarf wieder freigesetzt wird. Zu diesen Farbstoffen gehören u. a. Methylenblau, Cumarin und Rhodamin, die auch in den Farbstofflasern eingesetzt werden und durch Aufnahme von Energie aus dem einfallenden Licht chemische Veränderungen erfahren. Die dann freigesetzte Energie bildet bekanntlich den Laserstrahl. Es wird für möglich gehalten, daß in einer weiteren Entwicklung als Ausgangsgröße kein Licht, sondern elektrischer Strom abgegeben werden kann.

▼ Ein **Tischrechner mit zwei eingebauten Datenkassettenlaufwerken** und einer aufgesetzten Farbbildröhre gestattet die Darstellung von Grafiken mit einer Auflösung von 560 × 455 Bildpunkten. Dabei wird jeder Bildpunkt als 3-Bit-Information gespeichert und kann daher acht unterschiedliche Farben darstellen. Das bedeutet, daß allein schon der Videospeicher eine Kapazität von 764 400 bit hat. Durch Mischen der Farben von jeweils 4 × 4 nebeneinanderliegenden Punkten lassen sich insgesamt 4 913 unterschiedliche Farbschattierungen erzeugen. Der Videoteil arbeitet mit einem eigenen und sehr schnellen Prozessor, so daß eine schnelle Übertragung vom Rechner auf den Schirm ermöglicht wird. Grafiken können durch den Benutzer mit einem Griffel eingegeben werden. Mit diesem Griffel lassen sich Objekte zeichnen, bewegen oder kolorieren.

▼ Das Bild zeigt eine **Schaltung zur Überwachung von Impulsgeneratoren** (Takterzeuger usw.) aus „Radio" 56 (1980) H. 3, S. 35. Liegt eine Impulsfolge an, so ist die Lumineszenzdiode abgeschaltet. Bei fehlendem Eingangsimpulssignal leuchtet sie, unabhängig vom statischen logischen Zustand des Eingangs. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind so auszuwählen, daß sie sich nicht über die Schwellenspannung der nachfolgenden Elemente aufladen können. Die maximale Folgefrequenz der Eingangsimpulse wird nur durch den verwendeten Schaltkreis bestimmt, die minimale ist nicht eingeschränkt. Die Impulsüberwachung funktioniert sicher bis zu einem Tastverhältnis 1 : 10.



▼ Ein **Doppelspalttonkopf** weist, abweichend von der Konstruktion herkömmlicher Aufnahme- und Wiedergabetonköpfe (Kombiköpfe), zwei getrennte Luftspalte für Aufnahme und Wiedergabe auf. Die Luftspalte sind jedoch durch eine Dreischenkelanordnung der Magnetjoche in einem Gehäuse vereint. Die Spaltabmessungen betragen für die Wiedergabe 1 μm und für die Aufnahme 4 μm. Durch die Herstellung der Magnetjoche aus einem Stück können Azimutdifferenzen zwischen den Spalten auf ein Minimum herabgesetzt werden. Ein derartiger Doppelspalttonkopf ist vor allem beim Einsatz von Reineisentonbändern geeignet, die im Vergleich zu Eisenoxidbändern keine nichtmagnetisierbaren Teilchen enthalten. Damit erhält man eine hohe magnetische Flußdichte und eine hohe Koerzitivkraft, so daß die aufzubringende Vormagnetisierung weitaus größer als bei herkömmlichen Bandsorten ist.

▼ ОЭП-1 bis ОЭП-16 sind **Widerstandsoptokoppler** mit verschiedenen Eigenschaften, die in der UdSSR gefertigt werden. Die Eigenschaften werden senderseitig durch den Einsatz unterschiedlicher Lichtemitterdioden (GaP, GaAs) bzw. von Miniglühlampen bestimmt. Die Lichtempfänger sind Fotowiderstände auf der Basis von CdS, CdSSe oder CdHgSe. Die auch international breite Verwendung von Glühlampen in Optokopplern bringt, ungeachtet der mechanischen Unzulänglichkeiten, den Vorteil eines gegenüber einer Leuchtdiode wesentlich breiteren emittierten Lichtspektrums. Als Anwendungsmöglichkeiten für diese Bauelemente werden vor allem Trennschalter in galvanisch zu entkoppelnden Netzen sowie kontaktlose Stellwiderstände genannt.

Für den Ansteuerkreis gelten folgende Nennwerte:

- bei Glühlampenelementen maximal 16 mA bei maximal 6 V
- bei LED-Elementen maximal 10 mA bei maximal 4 V.

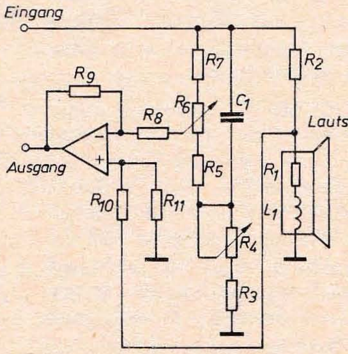
Der Widerstand des Ausgangskreises ändert sich je nach Typ des verwendeten Fotowiderstands um drei bis sechs Größenordnungen. Der Typ mit dem höchsten Ausgangswiderstand im abgeschalteten Zustand ($> 10^{11}\ \Omega$) ist der ОЭП-10. Die Typen ОЭП-1 bis ОЭП-3 sind Hochvolttypen und können Wechselspannungen bis 250 V bei 7 mA Laststrom schalten. Die restlichen Bauelemente sind je nach Art bis maximal 35 V einsetzbar.

Da die Elemente ОЭП-7 und ОЭП-14 zwei getrennte Ausgangskreise bei gemeinsamem Steuerkreis aufweisen, sind sie besonders für den Einsatz in Zweikanalanlagen (Stereolautstärkeeinstellung) geeignet.

Durch die Verwendung von CdS- bzw. CdSe-Fotowiderständen ist die mittlere Zeitkonstante der Elemente auf 10...15 ms begrenzt. Das schnellste Element, der ОЭП-16, hat eine Ausschaltzeit von 0,5 s für den Übergang von 100 Ω auf $10^5\ \Omega$.

▼ Ähnlich wie eine 8-mm-Laufbildkamera sieht der **Prototyp einer Fernsehkamera** aus, der zusätzlich noch einen Mikrokassettenrecorder für eine Spielzeit von 20 Minuten enthält. Die Kamera besteht aus einem Einzelchip-CCD-Sensor mit Halbbildabtastung und 570 × 490 Bildelementen auf einer aktiven Fläche von 10,1 mm mal 12,1 mm (ähnlich einer 2/3-Zoll-Vidikonröhre). Die Mikrokassette hat Abmessungen von 56 mm × 35 mm × 3 mm und enthält ein 25 m langes und 8 mm breites Metallband. Das Band selbst ist 14 μm dick. Im Recorder rotieren zwei Videoköpfe in einer Trommel von 75 mm Durchmesser. Das Gesamtgerät hat die Abmessungen 191 mm × 171 mm × 60 mm und ist 1,6 kg schwer. Bei der Wiedergabe wird der Handgriff entfernt und die Einheit in das Wiedergabegerät eingesteckt.

▼ Mit nur einem elektroakustischen Wandler – einem dynamischen Lautsprecher – kommt eine **Sprechanlage** aus, deren Prinzip in unserem Bild aus Electronics 53 (1980) H. 15, S. 131, gezeigt wird. Die Anlage kann ohne Sprechtaste gleichzeitig in beiden Richtungen betrieben werden. Akustische Verzerrungen, die normalerweise bei einem derartigen Betrieb auftreten, werden durch eine einfache Phasenkompensation beseitigt. Das Eingangssignal wird über R_2 dem Lautsprecher zugeführt. Ein RC-Netzwerk (C_1, R_3 bis R_7) gleicht die frequenzabhängige Phasenverschiebung der Lautsprecherinduktivitäten aus. R_6 unterdrückt bei richtiger Einstellung auch ein Rücksprechen, d. h. die Spannung, die am nichtinvertierenden Eingang des Differenzverstärkers erscheint. Dagegen wird das Sprechsignal vom Lautsprecher am nichtinvertierenden Eingang verstärkt.



$$L_1/C_1 = (R_1 + R_2)(R_3 + \frac{R_4}{2})$$

$$R_2/R_1 = (R_7 + \frac{R_6}{2})(R_5 + \frac{R_6}{2})$$

$$R_5; R_6; R_7 \gg R_3; R_4$$

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET" im Heft 8 (1980) S. 521–524, sind die Unterschriften zu den Bildern 12 und 17 folgendermaßen zu ändern:

Bild 12: Schaltverhalten des Serien-Parallelschalters a) bei negativen Eingangsspannungen; b) bei positiven Eingangsspannungen

Bild 17: Umschalten von Sinusspannungen mit Analogmultiplexer

Wir bitten diese Unstimmigkeiten zu entschuldigen.

Leserpost

Betr.: Einheitliche Diodenanschluß- und Überspielkabel

Unter dieser Überschrift stellten wir im Heft 8 (1980) einen Vorschlag zur einheitlichen Kontaktbelegung von Rundsteckverbindern für elektroakustische Heimgeräte zur Diskussion. Neben zahlreichen zustimmenden Zuschriften erreichten uns die im folgenden auszugsweise zitierten Briefe:

Der vorgetragene Vorschlag resultiert aus der ungenauen Kenntnis des Prinzips der Zusammenschaltung elektronischer Heimgeräte und ist in der Praxis nicht realisierbar. Bei der Zusammenschaltung von Heimgeräten sind nicht nur die Kontaktbelegung, sondern auch die Pegelverhältnisse an den Ein- und Ausgängen zu berücksichtigen. Bei einem Überspiel entsprechend Bild 2 würde (bei modernen Geräten) der Aufnahmeverstärker des aufzeichnenden Gerätes total übersteuert werden, weil das hochpegelige Ausgangssignal ($\geqq$ 200 mV) des Ausgangs 3 an den Eingang für niederpegelige Aufzeichnungssignale (0,2...2 mV/kΩ) geführt wird. Die direkte Aufzeichnung hochpegeliger Signale ist jedoch auch möglich, wenn diese Signale an den Kontakt 3 (bzw. 5) des Aufzeichnungsgerätes geführt werden. [Bei Aufzeichnungsgeräten wird der Kontakt 3 (bzw. 5) nicht nur als Ausgang, sondern auch als Eingang für hochpegelige Signale verwendet.] Folgendes Prinzip ist also erkennbar: Die Kontakte 1 und 4 sind mit den niederpegeligen, die Kontakte 3 und 5 mit den hochpegeligen Signalen belegt. Daraus ergibt sich, daß bei der Zusammenschaltung elektronischer Heimgeräte nur ein Kabeltyp, das sog. „Diodenkabel", notwendig ist.

Der Zustand, den Ihr Leser mit seinem Vorschlag herstellen möchte, existiert also schon, und zwar mindestens seit 1974. Seitdem ist in TGL 28 000/05 „Elektronische Heimgeräte, Kontaktbelegung der Rundsteckverbinder" die Zusammenschaltung nach dem oben angegebenen Prinzip verbindlich festgelegt. Daß der Handel dennoch nach wie vor das sog. „Überspielkabel" anbietet, erklärt sich aus der Tatsache, daß dieser Kabeltyp für ältere Geräte notwendig ist. . . .

L. Wellner

VEB Zentrum Wissenschaft und Technik, Dresden – Betrieb des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen

. . . Für alle Fälle, wo bei separaten Geräten ein direktes Koppeln nötig ist, wäre es m. E. günstiger, einen „Kreuzsteckverbinder", der aus Buchse und Stecker der Rundsteckverbinder nach TGL 10 472 besteht und bei dem die Kontakte 1 und 3 sowie 4 und 5 gekreuzt verbunden sind, herzustellen. Damit kann allen möglichen Anwendungsfällen entsprochen werden.

Welche Folgen eine Normänderung nach sich ziehen würde, möchte ich nicht aufzählen.

Interessant wäre eine andere Diskussion, nämlich die über die Benutzung der Begriffe Diodenkabel, Diodenstekker u. ä. Sie sind absolut deplaciert, denn keines dieser Bauelemente wirkt als Gleichrichter.

Mit ist klar, daß diese Begriffskombination geprägt wurde, als die Magnetbandgeräte einen eingebauten Aufnahmeverstärker erhielten und die Modulation vom Demodulator (Diode) abgegriffen wurde, um von der gefährlichen Ankopplung an die Anode der Endröhre abzukommen und den Aufnahmepegel lautstärkeunabhängig einstellen zu können. Vielen Tonbandfans wird das unbekannt sein. So verwenden sie unbekümmert Begriffe, in denen das Wort Diode unsinnig ist.

G. F., Dresden

✶

Ich suche die Daten des sowjetischen Symmistors („Triac"?) TC 10.

B. N., Babelsberg

Die Typenbezeichnung TC 10 ist nicht vollständig. Die vollständige Bezeichnung hat eine angehängte Ziffer (-1 bis -12), die Auskunft gibt über die Spannungsklasse des Bauelementes. So können wir Ihnen nur die gemeinsamen Daten aller Varianten des TC 10 mitteilen: $I_T = 3\,A$; $\Delta U_T = 1{,}5\,V$; $I_{GT} = 100\,mA$; $U_{GT} = 5\,V$; $I_H = 30\,mA$. *„Symmistor" ist übrigens die sowjetische Bezeichnung des Bauelementes, welches als Triac bekannt ist – es gibt keinen Unterschied.*

✶

Können Sie mir den Bezeichnungsschlüssel für die Hochspannungs-Glimmerkondensatoren des VEB Elektronik Gera nennen?

T. R., Berlin

Nach unseren Informationen werden diese Kondensatoren wie folgt bezeichnet:

1) GL – Bezeichnung für die Art des Kondensators
2) eine Zahl, die die Kapazität in pF ausdrückt, gefolgt von einem schrägen Strich
3) eine Zahl, die die Toleranz der Kapazität in % angibt, gefolgt von einem waagerechten Strich
4) eine Zahl, die die Betriebsspannung in kV angibt.

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52), Dipl.Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38), Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18/36 ASMW

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 70 32 90) und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 7

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 30. JAHRGANG · FEBRUARHEFT 2·1981

Zur wirtschaftlichen Nutzung von Patenten

Dipl.-Ing. REINHARD LANGMANN

Mitteilung aus dem Amt für Erfindungs- und Patentwesen der DDR

In diesem Beitrag werden die Formen der Patenttätigkeit einiger führender westlicher Elektronikkonzerne untersucht. Die Ausführungen machen deutlich, daß eine offensive Patentpolitik zu Vorteilen auf dem Weltmarkt führt.

Im Bericht des Politbüros an die 11. Tagung des Zentralkomitees der SED wurde vom Generalsekretär des ZK, Erich Honecker, ausgeführt, daß zukünftig bei den Ergebnissen unserer Arbeit entscheidend sein wird, wie sie mit dem internationalen Entwicklungstempo, mit den Anforderungen der internationalen Märkte, Schritt halten. Dabei stellte Erich Honecker auch fest, daß es die kapitalistische Profitwirtschaft trotz tiefgreifender Krisenerscheinungen unter dem Druck wachsender Konkurrenz auf dem Weltmarkt versteht, den wissenschaftlich-technischen Fortschritt für den Maximalprofit der multinationalen Konzerne in großem Umfang zu nutzen.
Der vorliegende Beitrag soll, ausgehend von der Patent- und Lizenzpolitik führender Elektronikkonzerne kapitalistischer Staaten, deutlich machen, wie die wirtschaftliche Nutzung des wissenschaftlich-technischen Fortschrittes am Beispiel einer aktiven ökonomischen Verwertung von Erfindungen erfolgt. Dabei sollen unterschiedliche Methoden zur außenwirtschaftlichen Verwertung von Erfindungen in Verbindung mit ihrem technisch-ökonomischen Niveau aufgezeigt werden und Zielstellungen für die unmittelbar in den Forschungs- und Entwicklungskollektiven der Kombinate und Einrichtungen der DDR tätigen Mitarbeiter formuliert werden.

Patentanmeldetätigkeit

Die internationale Entwicklung wird insbesondere auf dem Gebiet der Mikroelektronik in hohem Maße durch die Konzentration der Mittel auf die Schaffung neuer technischer Lösungen mit hohem technisch-ökonomischem Niveau und die Anwendung modernster Technologien gekennzeichnet. Ein wesentlicher Faktor zur Einschätzung der Dynamik dieser Entwicklung ist dabei die Anzahl der angemeldeten und erteilten Patente sowie ihre technisch-ökonomische Wertigkeit. Da gerade in Patentschriften die neuesten Erkenntnisse der Öffentlichkeit zugänglich gemacht werden, kennzeichnen diese den tatsächlichen Wissenszuwachs; dieser hängt direkt von der Intensität bzw. dem Grad der Wesentlichkeit der betreffenden technischen Entwicklungsrichtung für die Wirtschaft in einer bestimmten Etappe der wissenschaftlich-technischen Revolution ab.
Auf dem Gebiet der Elektrotechnik/Elektronik ist in den entwickelten Industriestaaten eine intensive Patentanmeldetätigkeit zu verzeichnen. In der BRD wurden z. B. zwischen 1948 und 1971 137 001 Patente auf diesem Gebiet angemeldet [1]. Allein 1977 waren es 18 % aller Patentanmeldungen in der BRD auf diesem Gebiet [2].

Tafel 1: Relative Patentverteilung in den anmeldeintensivsten Bereichen der Elektrotechnik/Elektronik in den USA, 1975 bis 1977 [13] (100 % ≙ 9 931 Patente)

Halbleiterbauelemente	22 %
optische Übertragungssysteme	15 %
Datenverarbeitung und Digitalcomputer	10 %
elektronische Übertragungssysteme	10 %
andere Gebiete	43 %

Ähnliches trifft auch für die USA und Japan zu. So liegen 1/4 aller von US-Firmen in den westeuropäischen Staaten erworbenen Patente auf dem Gebiet der Elektrotechnik/Elektronik [3]. In den letzten Jahren wurden in diesen Staaten zunehmend für mikroelektronische Bauelemente und hochintegrierte Halbleiterschaltungen Erfindungen zum Patent angemeldet. Diese Tatsache belegt z. B. auch eine Untersuchung des Patentamtes der USA, die in der Tafel 1 auszugsweise wiedergegeben ist. Auch japanische Elektronikkonzerne richten verstärkt ihr Augenmerk auf eine allseitige rechtliche Absicherung der modernsten wissenschaftlich-technischen Ergebnisse. Im Rahmen des japanischen Entwicklungsprogrammes für die VLSI konnten z. B. zwischen 1976 und 1978 über 300 Patente angemeldet werden [2].
Untersuchungen zeigen zwar, daß insgesamt die Anzahl von Patenten je 100 Forschungs- und Entwicklungskader seit 1941 zurückgegangen ist, jedoch ergab eine Analyse des Verhältnisses des Volumens an Aufwendungen für F/E-Arbeiten zum Umfang des Patentschutzes in den USA, daß die F/E-Aufwendungen je Patent seit 1941 bis 1965 um etwa das Zehnfache gestiegen sind und weiter steigen [4]. Damit wird deutlich, daß Erfindungen wertintensive Forschungs- und Entwicklungsergebnisse sind, die zielgerichtet erarbeitet und effektiv genutzt werden müssen.
Die ökonomische Verwertung von Erfindungen im Rahmen außerwirtschaftlicher Aktivitäten spielt dabei eine wesentliche Rolle. Insbesondere geht es darum, durch die Erlangung eines wirksamen Rechtsschutzes für die fortschrittlichsten Lösungen vorteilhafte Marktpositionen für die betreffenden Erzeugnisse zu erlangen bzw. zu festigen.

Im folgenden sollen einige wesentliche Aspekte der Schutzrechtpolitik führender Elektronikkonzerne aus kapitalistischen Staaten betrachtet werden, um anhand konkreter Beispiele die technisch-ökonomische Wirksamkeit einer solchen Politik und die Vielfalt der Methoden bei der Arbeit mit Patenten zu zeigen. Tafel 2 gibt dazu eine Übersicht über die Anzahl der 1977 erteilten Patente im Ursprungsland für ausgewählte Elektronikkonzerne. Die Angabe der Beschäftigtenzahlen und Umsätze sollen dem Größenvergleich der Firmen dienen.

Arbeit mit Schutzrechten

Die Arbeit mit Schutzrechten ist ein Bestandteil der technischen Entwicklung und der Marktstrategie. Alle in der Tafel 2 genannten Firmen betreiben eine anerkannt aktive Patent- und Lizenzpolitik, die zur Erzielung zusätzlicher Gewinne und im Interesse hoher Profitraten insbesondere auf folgende Schwerpunkte gerichtet ist:

- Patentierung neuer technischer Lösungen zur Sicherung der zukünftig notwendigen Freiheiten für die Durchsetzung neuer Erzeugnisse auf vorhandenen Absatzmärkten (design freedom strategy)
- Aufbau von Schutzrechtskomplexen auf bestimmten Spezialgebieten der Elektronik und damit Sicherung von Monopolstellungen und Ausschaltung von Konkurrenten (exclusive protection strategy)
- zielstrebiger Erwerb von Schutzrechten in anderen Staaten zur Schaffung neuer Absatzmärkte (offensive patent strategy)
- aktive Ausnutzung der patentierten wissenschaftlich-technischen Ergebnisse

Tafel 2: Erteilung von Patenten für einige führende Elektronikkonzerne [4] [5] [13] [14] [15] [16]

Firma	Anzahl der erteilten Patente 1977 im Ursprungsland	Anzahl der Beschäftigten	Elektronikumsatz 1977/78 in 10^9 US-Dollar	Prozent vom Gesamtumsatz
Siemens (BRD)	etwa 2 000[1])	320 000 (25 000 in F/E)	12,1 (2,08 DM ≙ 1 US-Dollar)	100
General Electric Co. (USA)	845	700 000	2,7	15[3])
International Business Machine (USA)	502	200 000 (20 000 in F/E)	14,8	80
Radio Corporation of America (USA)	429	110 000	2,3	38
Sony (Japan)	etwa 200[2])	etwa 11 000		
Texas Instruments Inc. (USA)	161	66 000	1,8	83
Motorola Inc. (USA)	148	56 000	1,9	100

[1]) Patentanmeldungen
[2]) 1970
[3]) Schätzwert von „Electronic News"

durch Lizenzvergaben, Technologieaustausch und technologische Kooperation (licensing for income strategy).

Zur Realisierung dieser Zielstellungen werden verschiedene Methoden angewandt, die einen untrennbaren Bestandteil der marktstrategischen und technischen Politik der betreffenden Firmen darstellen. Die Entscheidung für diese oder jene Art der wirtschaftlichen Verwertung der neu entstandenen wissenschaftlich-technischen Lösungen basiert grundsätzlich auf einer Einschätzung ihrer technisch-ökonomischen Wertigkeit. Eine schutzfähige Erfindung liegt dabei nur dann vor, wenn die technische Lösung neu ist, ein bestimmtes Niveau aufweist, d. h., sich wesentlich vom bekannten Stand der Technik in der Welt unterscheidet und einen vorteilhaften Effekt gegenüber der besten bekannten vergleichbaren Lösung besitzt. Die exakte Einschätzung der technisch-ökonomischen Wertigkeit von Erfindungen ist auf Grund ihrer relativ abstrakten Formulierung (nicht erzeugnisgebunden) außerordentlich kompliziert.

Ausgehend vom Einfluß der betreffenden Erfindung auf die technisch-ökonomischen Parameter eines zugehörigen Erzeugnisses (Hauptanwendungsgebiet) bzw. auch die Wesentlichkeit der Erfindung für die weitere Entwicklung auf dem gewählten technischen Gebiet lassen sich in Abhängigkeit von ihrer technisch-ökonomischen Wertigkeit im wesentlichen drei Gruppen unterscheiden:

- Prinziplösungen
- technische Weiterentwicklungen
- Variantenlösungen.

Die Patentierung von Prinziplösungen (grundlegenden Erfindungen) sichert dem Anmelder den notwendigen Freiheitsgrad bei der Durchsetzung seiner technischen Politik, insbesondere bei der Entwicklung und Produktion neuer Erzeugnisse mit neuen Gebrauchseigenschaften. Weiterhin bestimmen solche Patente wesentlich das perspektivische Profil und die Konkurrenzfähigkeit. Ein bemerkenswertes Beispiel für die Anwendung dieser Methode in Verbindung mit einer aktiven Patent- und Lizenztätigkeit ist dazu die Entwicklung der japanischen Firma Sony.

Die erfolgreiche Tätigkeit von Sony begann mit der umfassenden Einführung und Nutzung des japanischen Patents Nr. 136 997 „Verfahren zur HF-Löschung eines Tones", das die Grundlage für die Produktion der ersten japanischen Magnetbandgeräte bildete. In Zusammenhang damit ist die Aufführung einiger wichtiger Erfindungen von Interesse, die das Wachstum und Profil dieser Firma entscheidend beeinflußten:

1949 – Herstellung erster Muster von Magnetbändern auf der Basis eines Papierträgerbandes
1952 – Ersatz des Papierträgerbandes durch einen Plasteträger für Magnetbänder
1959 – Abschluß der experimentellen Untersuchungen an der Tunneldiode (Esakidiode)
1967 – Produktion der ersten Rundfunkempfangsgeräte auf der Basis von IS durch Sony
1968 – Erstproduktion eines flachen Farbfernsehgerätes durch Sony
1978 – Schaffung wesentlicher Lösungen zur PCM-Tonsignalaufzeichnung.

Die Patentanmeldetätigkeit der Firma Sony ist seit 1958 beständig gestiegen. 1970 wurden dieser Firma in Japan 199 Patente erteilt.

Bei Sony hat sich die grundlegende Orientierung bestätigt, daß ein wesentlicher Aspekt einer offensiven Patentpolitik die Erzielung eines komplexen Patentschutzes für alle Forschungsergebnisse ist, d. h., nach der Patentierung einer Prinziplösung ist es notwendig, sofort alle nachfolgenden Entwicklungsergebnisse rechtlich zu sichern. Bei der Tunneldiode wurde dieses Prinzip z. B. von Sony nicht durchgesetzt. Im Ergebnis dessen gelang es Konkurrenzfirmen aus den USA, eine Reihe von Entwicklungen patentieren zu lassen, die die konkreten Anwendungsverfahren der Tunneldiode betreffen. Im Zusammenhang damit war Sony gezwungen, als Lizenznehmer praktisch der eigenen Entwicklung aufzutreten. Bei der rechtlichen Sicherung einer neuen wesentlichen Erfindung, der Magnetdiode „Sony" wurden deshalb nach der Anmeldung der Basiserfindung verstärkt technische Lösungen zur Anwendung dieser Diode entwickelt und patentiert [5].

Die Methode der sofortigen Patentierung von Folgelösungen nach der Entwicklung einer Grundlagenerfindung und der Aufbau von Schutzrechtskomplexen werden auch von anderen Elektronikkonzernen genutzt, um Monopolstellungen auf bestimmten Gebieten zu erreichen. So wurde z. B. von General Electric zur Sicherung des Exports von Glühlampen ein Schutzrechtskomplex geschaffen, bei dem sich um drei Grundpatente (Prinziplösungen) 524 andere Patente gruppieren. Durch einen solchen Block von Patenten wurde das einmal entstandene Patentmonopol ständig erweitert und verlängert [6]. Durch eine offensive Patentpolitik, insbesondere bei der Schaffung von Schutzrechtskomplexen, gelang es z. B. der Firma IBM, ihre Positionen bei der Herstellung von EDV-Anlagen wesentlich zu stärken und Konkurrenten wie RCA vom EDV-Markt zu verdrängen [8], wogegen es RCA auf diese Art und Weise gelang, gegenüber der Firma Motorola eine dominierende Stellung bei der Herstellung und dem Verkauf von Bildröhren für Farbfernsehgeräte zu erreichen [9].

Große Aufmerksamkeit ist bei der Nutzung und Durchsetzung von Erfindungen und zur Sicherung der Konkurrenzfähigkeit den Fragen eines effektiven Lizenzhandels, dem Technologieaustausch und der technologischen Kooperation zu widmen.

Der Abschluß von Lizenzverträgen ist dabei ein wichtiges Mittel zur Erzielung zusätzlicher Gewinne aus der ökonomischen Verwertung rechtlich gesicherter wissenschaftlich-technischer Ergebnisse. Man unterscheidet im wesentlichen zwischen

– „reinen" Patentlizenzen (etwa 20 %)
– Patentlizenzen mit Know-how-Übergabe, u. U. gekoppelt mit Anlagenexport (etwa 50 %)
– Know-how-Lizenzverträge (20 . . . 30 %).

Die Zahlen in Klammern verdeutlichen nach einer Einschätzung in [8] den Anteil der in den USA abgeschlossenen Verträge, bezogen auf 100 %.

Nach Angaben von General Electric wurden 90 % aller Einnahmen, die aus Lizenzverkäufen stammen, bei solchen Verkäufen erzielt, die neben der Übergabe von Schutzrechten dem Lizenzpartner gleichzeitig Know-how und damit Kenntnisse über optimale technologische Varianten, Konstruktionsunterlagen u. ä. vermitteln. Ein kennzeichnendes Beispiel für die Nutzung einer offensiven Lizenzpolitik zur Sicherung eigener Marktpositionen stellt die Lizenzvergabepraxis von IBM dar. Lizenzen für die Fertigung gesamter EDV-Anlagen werden nur an Tochterfirmen vergeben. Andere Firmen erhalten auf der Grundlage von Lizenzverträgen nur das Recht zur Herstellung einzelner Einrichtungen bzw. Baugruppen von EDV-Anlagen, insbesondere zu solchen, deren Produktion von IBM eingestellt wurde [7].

Ein wichtiges Mittel zur Marktaufteilung und damit zur Sicherung eigener konkurrenzfähiger Positionen ist auch der gegenseitige Austausch von Patentlizenzen (Patentlizenzaustauschverträge) insbesondere unter Einbeziehung von Know-how. Im Rahmen solcher Verträge sagen die Vertragspartner einander in der Regel Patentlizenzen ab einem bestimmten Zeitpunkt für eine unbestimmte Anzahl von Patenten zu. Die Einzelpatente werden mit Hilfe der Zuordnung zu einem begrifflichen Identifikationsmerkmal bestimmt (z. B. Mikroprozessor in SOS-Technik).

Ein solcher Lizenzaustausch wurde 1972 zwischen Siemens und Honywell vollzogen.

Danach gestattete Siemens der Firma Honywell die Produktion und Nutzung EDV-gesteuerter Transportsysteme in den USA und Kanada, wogegen Honywell eine Lizenz zur Produktion und zum Verkauf neuer Systeme durch Siemens für alle Staaten außer USA und Kanada vergab [9].

Eine wichtige Rolle spielt die gegenseitige Übergabe von Schutzrechten und Know-how auch bei technischen Kooperationsabkommen. Als Beispiel kann hier das Abkommen von 1978 zwischen RCA und der Firma Intel zur Zusammenarbeit bei der Entwicklung von Mikroprozessoren genannt werden. Danach entwickelt RCA die Mikroprozessorversion 8085 und 8045 von Intel in der SOS-Version. Im Austausch wird Intel Informationen von RCA erhalten, die es Intel erlauben, die CMOS/SOS-Version dieser Typen selbst herzustellen [10].

Ähnliche Kooperationsabkommen bestehen auch zwischen Siemens und Intel zur Fertigung und zum Vertrieb der Prozessorfamilien 8085 und 8048 [11].

Die Produktion von Farbbildröhren in der BRD durch Standard Electric Lorenz (SEL), die auf einem Lizenznahmevertrag durch SEL von RCA basiert, zeigt, daß Lizenzverträge auch als Mittel zum Technologietransfer und Kapitalexport genutzt werden [12].

Schlußbemerkung

Die verschiedenen Varianten zur effektiven außenwirtschaftlichen Verwertung von technischen Lösungen durch eine offensive Patent- und Lizenzpolitik haben eine Grundbedingung gemeinsam: Die entsprechenden technischen Lösungen müssen ein hohes technisch-ökonomisches Niveau besitzen und zur Erzielung eines Patentschutzes auch schutzfähig sein, d. h., sie müssen sich wesentlich vom bekannten Stand der Technik in der Welt unterscheiden.

Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß der Patentschutz dem Territorialitätsprinzip entspricht. Dieses bedeutet, daß der Inhaber eines Patents Rechte aus diesem Schutzrecht nur in dem Staat, in dem er auch ein Patent angemeldet und erteilt bekommen hat, geltend machen kann. In allen anderen Staaten kann die betreffende Erfindung durch jeden Dritten frei benutzt werden.

Wesentlichen Einfluß hat diese Tatsache auf die Art der Aufgabenstellung für die Forschung und Entwicklung (z. B. Schaffung von Umgehungslösungen, einfacher Nachbau oder Schaffung von neuen Lösungen), für Weltstandsanalysen in Vorbereitung und Durchführung von Forschungsarbeiten sowie für die Patentanmeldetätigkeit in anderen Staaten.

Zusamengefaßt lassen sich bei der unmittelbaren Durchführung von Forschungs- und Entwicklungsarbeiten in den Kombinaten und Einrichtungen der DDR folgende wesentliche Zielstellungen und zu lösende Aufgabenstellungen formulieren:

- Erfindungen und dazu in anderen Staaten erteilte Patente sind zunehmend als ökonomische Waffen in der internationalen Klassenauseinandersetzung wirksam einzusetzen und dabei insbesondere auf die Sicherung außenwirtschaftlicher Zielstellungen der Kombinate und Betriebe zu konzentrieren.
- Bei der Durchführung von erzeugnisbezogenen Weltstandsanalysen in Vorbereitung von Forschungs- und Entwicklungsarbeiten sind die neuesten Erkenntnisse aus den veröffentlichten Patentschriften der entwickelten kapitalistischen Staaten umfassend zu berücksichtigen.
- Insbesondere auf dem Gebiet der Mikroelektronik sind in der Forschung und Entwicklung solche Aufgabenstellungen zu erarbeiten, die auf das Hervorbringen eigener erfinderischer Lösungen gerichtet sind.
- Neue erfinderische Lösungen sind in den F/E-Abteilungen frühzeitig zu erkennen, technisch klar und exakt zu formulieren und zu beschreiben sowie bis zur Anmeldung eines Schutzrechts in der DDR und eventuell in anderen Staaten geheimzuhalten.
- Die schöpferische Mitarbeit bei der Verteidigung und Durchsetzung von Patenten entsprechend den ökonomischen Zielstellungen ist Aufgabe aller an der Erarbeitung der jeweiligen Erfindung beteiligten F/E-Mitarbeiter.

Literatur

[1] Zipse, E.: Patentfragen für den Elektroniker. München: Franzis-Verlag 1974, S. 11

[2] Elektronik-Express 13: Patentanmeldungen 1977 leicht zurückgegangen. Japanische VLSI-Lizenz für IBM. Elektronik 27 (1978) H. 13, S. 36

[3] Strugazkaja, N. Ju.: Patentnaja ekspansija SŠA v stranach zapadnych Evropy. (Die Patentexpansion der USA in den Ländern Westeuropas.) Voprosy izobretatel'stva (1971) H. 8, S. 48–53

[4] Poljakov, G. K.: Patentnaja statistika: specifika i nekotorye osobennost'i. (Patentstatistik: Ihre Spezifik und einige Besonderheiten.) Voprosy izobretatel'stva (1970) H. 1, S. 55

[5] Dmitriev, A. A.: Patentno-licenzionnaja praktika korporacii „Soni". (Die Patent- und Lizenzpraxis der Firma „Sony".) Voprosy izobretatel'stva (1971) H. 4, S. 54–58

[6] Lynnik, N. V.: Die Patent- und Lizenzpolitik kapitalistischer Konzerne als Waffe im Konkurrenzkampf. der neuerer (1978) H. 4, Ausgabe B, S. 60 und 61

[7] Lynnik, N. V.: Patentno-licenzionnaja praktika kompanii „IBM". (Die Patent- und Lizenzpraxis der Firma „IBM".) Voprosy izobretatel'stva (1976) H. 2, S. 57–60

[8] Ivanov, I. D.: SŠA-promyšlennye korporacii i naučnye issledovanija (USA – industrielles Zusammenarbeiten und wissenschaftliche Forschungen.) Moskau: Izd. Nauka 1975

[9] Maslov, V. I.: O nekotorych osobennostjach licenzionnoi praktiki firm FRG. (Über einige Besonderheiten der Lizenzpraxis von BRD-Firmen.) Voprosy izobretatel'stva (1975) H. 9, S. 52

[10] Funkschau-express 11. Funkschau 33 (1978) H. 11, S. 481

[11] Funkschau-express 8. Funkschau 33 (1978) H. 8, S. 313

[12] SEL produziert RCA-Farbbildröhren. Radio Schau 16 (1966) H. 7, S. 331

[13] 9th Report: Technology, Assessement & Forecast, March 1979. US Dept. of Commerce, Patent and Trademark Office

[14] Funkschau-express 13: Sind die Deutschen einfallsreicher als die Amerikaner. Funkschau 33 (1978) H. 13, S. 585

[15] Elektronik-Express 8: Die führenden Hersteller elektronischer Bauteile und Geräte. Elektronik 27 (1978) H. 8, S. 36

[16] Im Blickfeld. Siemens-Zeitschrift 53 (1978) H. 3, S. 102

Kopfstation für Groß-Gemeinschafts- und Kabelfernsehanlagen

HEINZ TEICHMANN

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Geräte Burgstädt

Die im folgenden beschriebene Kopfstation KS 1200 ist zum Einsatz in Groß-Gemeinschaftsantennenanlagen mit hohen Forderungen an die Signalbehandlung und in Kabelfernsehanlagen bestimmt. Sie erlaubt die Übertragung von 15 Fernseh- und 24 UKW-(Stereo)-Programmen.

Groß-Gemeinschaftsantennenanlagen (GGA) sind unerläßlich zur Sicherung der Fernseh- und Hörrundfunkversorgung von Ortschaften, die im Empfangsschatten liegen, und von Stadtteilen mit unterschiedlichem Höhenniveau der Bebauung [1]. Für Kabelfernsehanlagen (KTV) ist die optimale Signalverarbeitung in der Kopfstation für die Bild- und Tonübertragung qualitätsbestimmend.

Eine Kabelfernsehanlage (Bild 1) besteht aus folgenden Funktionsebenen:

- Empfangsantennenanlage
- Kopfstation
- territorial ausgedehntes Verteilnetz (Magistral- und Submagistralnetz)
- Hausverteilnetz
- Teilnehmerterminal (möglicherweise als Einheit mit dem Fernsehgerät)
- periphere Geräte entsprechend den vorgesehenen Übertragungsmöglichkeiten.

Die Kopfstation hat die Aufgabe, empfangswürdige Fernseh- und Hörrundfunksignale so aufzubereiten, daß die optimale Übertragung einer großen Anzahl von Fernseh- und UKW-Programmen über eine große Distanz im nachfolgenden Verteilnetz möglich wird. Darüber hinaus ist die Einspeisung anlageninterner Fernseh-, Hörrundfunk- und anderer Signale zu ermöglichen bzw. in der Kopfstation zu erzeugen.

Übertragungskapazität

In den Fernsehbereichen I und III stehen bei Verzicht auf Nachbarkanalbelegung sechs Fernsehkanäle zur Verfügung. Eine Nachbarkanalbelegung ist zur Zeit nicht vorteilhaft, da u. a. die Nachbarkanalselektion üblicher TV-Empfänger nicht ausreicht. Die hohe Kabeldämpfung in den Fernsehbereichen IV und V läßt diese zur Übertragung wenig geeignet erscheinen.

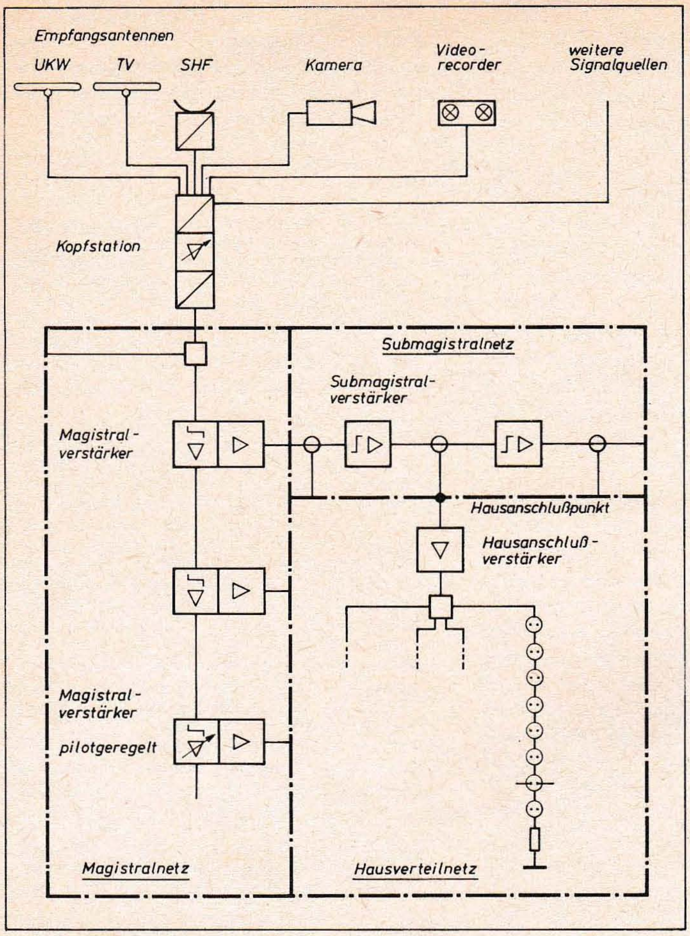


Bild 1: Prinzipieller Aufbau einer KTV

Tafel 1: Standard- und Sonderkanäle für GGA und KTV

	Kanal-Nr.	Frequenzbereich in MHz	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz
Standardkanäle Bereich I	2	47... 54	48,25	53,75
	3	54... 61	55,25	60,75
	4	61... 68	62,25	67,75
Sonderkanäle unterhalb B III	S 2	111...118	112,25	117,75
	S 3	118...125	119,25	124,75
	S 4	125...132	126,25	131,75
	S 5	132...139	133,25	138,75
	S 6	139...146	140,25	145,75
	S 7	146...153	147,25	152,75
	S 8	153...160	154,25	159,75
	S 9	160...167	161,25	166,75
	S 10	167...174	168,25	173,75
Standardkanäle Bereich III	5	174...181	175,25	180,75
	6	181...188	182,25	187,75
	7	188...195	189,25	194,75
	8	195...202	196,25	201,75
	9	202...209	203,25	208,75
	10	209...216	210,25	215,75
	11	216...223	217,25	222,75
	12	223...230	224,25	229,75
Sonderkanäle oberhalb B III	S 11	230...237	231,25	236,75
	S 12	237...244	238,25	243,75
	S 13	244...251	245,25	250,75
	S 14	251...258	252,25	257,75
	S 15	258...265	259,25	264,75
	S 16	265...272	266,25	271,75
	S 17	272...279	273,25	278,75
	S 18	279...286	280,25	285,75
	S 19	286...293	287,25	292,75
	S 20	293...300	294,25	299,75

Um das Programmangebot zu erhöhen, wird die Nutzung von Sonderkanälen erforderlich. Dafür sind die Frequenzbereiche 111 ... 174 MHz (Sonderkanäle unterhalb B III) und 230 ... 300 MHz (Sonderkanäle oberhalb B III) vorgesehen [2]. Die Kanalfrequenzen der Standard- und Sonderkanäle sind in Tafel 1 zusammengestellt.

Die Kopfstation dient dem Transponieren der Empfangssignale des VHF- (47 bis 68 MHz und 174 ... 230 MHz) und des UHF-Bereiches (470 ... 790 MHz) in den zur Übertragung im territorial ausgedehnten Verteilnetz vorgesehenen Frequenzbereich 47...300 MHz. Dieser Bereich erlaubt das Übertragen von 15 Fernsehprogrammen ohne Nachbarkanalbelegung einschließlich der UKW-Stationen in optimaler Frequenzlage (Bild 2). Das technische Konzept der Kopfstation ermöglicht Nachbarkanalübertragung mit einer Kapazität von 29 Fernsehkanälen. Damit ist auch ausreichende Übertragungskapazität bei Satellitenempfang im SHF-Bereich (11,7...12,5 GHz, Superhochfrequenz) gegeben. Die Frequenzumsetzung aus dem SHF-Bereich erfolgt in dem unmittelbar mit der Parabolantenne verbundenen SHF-Umsetzer. Die zweite Umsetzung einschließlich Demodulation und anschließender Remodulation wird in der Kopfstation vorgenommen.

Der Empfang der Sonderkanäle im TV-Gerät wird möglich durch

1. Übertragung der Signale in den Sonderkanälen bis zum Eingang des Hausverteilnetzes und Rückumsetzung in den UHF-Bereich
2. Übertragung bis zum Teilnehmeranschluß und Auswahl des gewünschten Programmes mit einem Teilnehmerkonverter
3. Übertragung bis zum Teilnehmer und Ausstattung des TV-Empfängers mit einem sog. Kabelfernsehtuner.

Um Beeinflussungen zwischen den Signalen der KTV und den im Sonderfrequenzbereich arbeitenden Funkdiensten zu vermeiden, ist das gesamte Verteilnetz vollgeschirmt ausgeführt. Die Hochfrequenzdichtheit wird durch das Schirmungsmaß a_S ausgedrückt.

Rückkanalübertragung

Der Frequenzbereich unterhalb 30 MHz kann zur Übertragung in umgekehrter Richtung als Fernsehsignalzubringer und für Steuerungs- und Überwachungszwecke oder auch für andere Rückinformationen genutzt werden.

Forderungen des Verteilnetzes

Die Bereitstellung einer hohen Anzahl von Übertragungskanälen setzt eine konsequente Nivellierung und Stabilisierung der Ausgangspegel der Kopfstation voraus. Die Übertragung mit definierter Qualität auf einer langen Strecke mit zwischengeschalteten Breitbandverstärkern (47...300 MHz) erfordert ein Einengen des zulässigen Toleranzbereiches zwischen minimalem und maximalem Verstärkerausgangspegel durch folgende Beziehungen:

Bei Kaskadierung von n Verstärkern ist der Mindestausgangspegel S_{min} bei vorgegebenem Rauschabstand (43 dB) gegenüber nur einem Verstärker

$$S_{min\,n} = S_{min\,1} + 10 \lg n \quad (1)$$

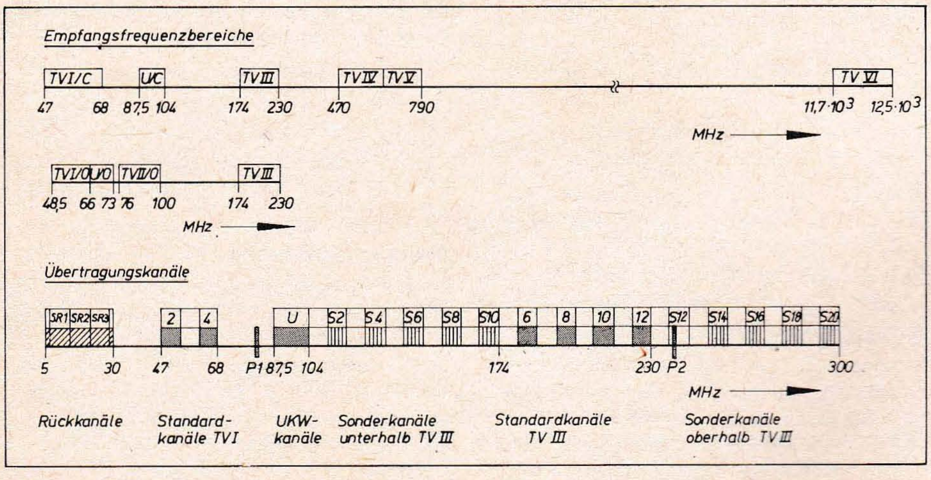


Bild 2: Empfangsbereiche und Übertragungskanäle für GGA und KTV

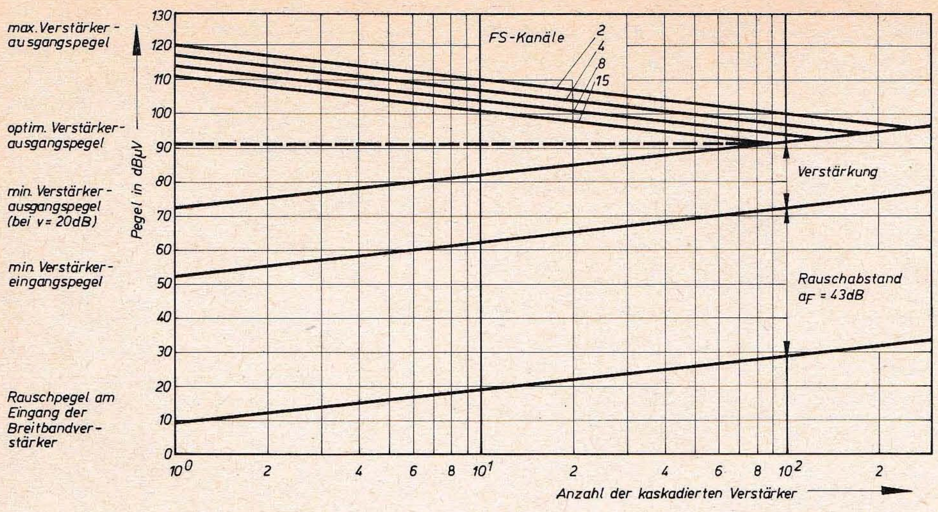


Bild 3: Scherendiagramm zur Veranschaulichung der Kaskadeabilität im Verteilnetz

Die Gleichung (1) berücksichtigt nicht die bei Kaskadierung zusätzliche Abhängigkeit von der Rauschzahl F. Der tatsächliche Rauschabstand ist etwas günstiger als berechnet [3].

Der maximal zulässige Signalausgangspegel S_{max} bei Betrieb mit zwei Fernsehkanälen wird durch den Kreuzmodulationsabstand $IMA_{III(B)} = 60$ dB begrenzt. Der höchstmögliche Ausgangspegel bei Hintereinanderschalten von Verstärkern reduziert sich ebenfalls um den Kaskadefaktor 10 lg n, so daß sich ein maximaler Verstärkerausgangspegel von

$$S_{max\,n} = S_{max\,1} - 10 \lg n \qquad (2)$$

im Verteilnetz ergibt.

Weiterhin ist die maximale Anzahl der übertragenen Fernsehprogramme zu berücksichtigen. Der Verstärkerausgangspegel bei N übertragenen Programmen errechnet sich gegenüber Aussteuerung mit zwei Kanälen nach

$$S_{max\,N} = S_{max\,1} - 10 \lg N/2 \qquad (3)$$

Aus den Gln. (2) und (3) folgt der maximal zulässige Ausgangspegel der Breitbandverstärker im Verteilnetz unter Berücksichtigung der Anzahl der hintereinandergeschalteten Verstärker und der Anzahl der übertragenen Fernsehprogramme

$$S_{max\,n;\,N} = S_{max\,1} - 10 \lg n - 10 \lg N/2 \quad (4)$$

Diese Zusammenhänge veranschaulicht das Scherendiagramm im Bild 3. Es zeigt die Beziehungen zwischen Programmanzahl und den möglichen maximalen und minimalen Signalpegeln an den Verstärkerausgängen in Abhängigkeit von der Anzahl der kaskadierten Verstärker.

Die maximale Anzahl der im Verteilnetz hintereinander zu schaltenden Verstärker ist einerseits von den Parametern und Toleranzen der Verstärker und Bauteile des Verteilnetzes und andererseits von der präzisen Angleichung und Konstanz sämtlicher Signale in der Kopfstation abhängig.

Selektive kanalbezogene UKW-Signalaufbereitung

Die hohen Pegeldifferenzen der Signale im UKW-Frequenzbereich führen ebenfalls zu Übertragungsproblemen im Verteilnetz (Rauschen und Intermodulation). Durch UKW-Kanalselektoren [4] werden deshalb die empfangswürdigen UKW-Programme in die gewünschte Frequenzlage umgesetzt und auf einheitlichem und konstantem Ausgangspegel gehalten, so daß mindestens 24 UKW-Programme in Stereoqualität übertragen werden können. Zur Erhöhung der Kaskadeabilität im Verteilnetz werden in der Kopfstation die Pegel der UKW-Signale gegenüber dem Pegel der Fernsehsignale um 10 dB abgesenkt.

Konstruktive Ausführung

Die Gesamtansicht der Kopfstation KS 1200 zeigt Bild 4. Entsprechend der Anzahl der zu übertragenden Fernseh- und Hörrundfunkprogramme sowie der erforderlichen Sondereinrichtungen besteht die Kopfstation aus bis zu vier Schrankeinheiten.

Drei Schrankeinheiten beinhalten:

- 15 Einrichtungen zur Aufbereitung von Fernsehkanälen einschließlich Rückkanalumsetzer für Zweiwegekommunikation
- 16 Einrichtungen zur selektiven Aufbereitung von UKW-Kanälen
- zwei Pilotsignalgeneratoren
- Pegelmeßempfänger mit Monitor
- Farbbalkengenerator
- Fernüberwachung mit Display.

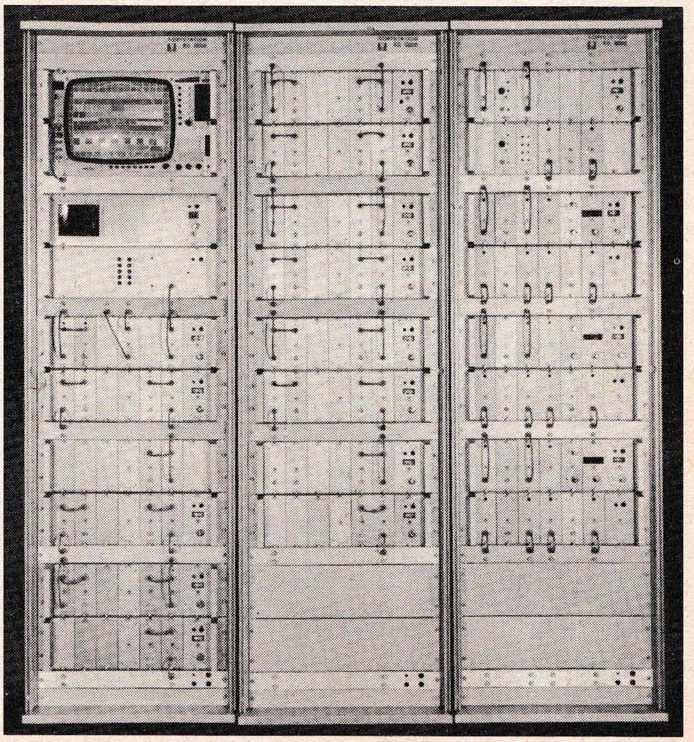


Bild 4: Kopfstation KS 1200 des VEB Elektronische Geräte Burgstädt für GGA und KTV Foto: R. Vetter

Die Fernsehkanalumsetzer sind in Einschüben nach IEC 297 untergebracht und enthalten folgende Baugruppen:

FS-Eingangsumsetzer EU (VHF oder UHF)
Überlagerungsfrequenzaufbereitung für EU
FS-Zwischenfrequenzverstärker
FS-Ausgangsumsetzer AU
Überlagerungsfrequenzaufbereitung für AU
Netzteil mit Indikatoranzeige der wichtigsten internen Signale.

Doppeleinschübe nehmen die Baugruppen der UKW-Kanalselektoren auf:

3 UKW-Eingangsumsetzer
3 UKW-Zwischenfrequenzverstärker
3 UKW-Ausgangsumsetzer
1 Taktgenerator
1 digitale Frequenzanzeige mit Baugruppenwahlschalter
1 NF-Kontrollverstärker mit Baugruppenwahlschalter und Abhörlautsprecher
1 Netzteil 24 V für Analogstufen mit Indikatoranzeige der wichtigsten internen Signale
1 Netzteil 5 V für Digitalstufen.

Die einzelnen Funktionsgruppen sind in vollgeschirmten Kassetten störstrahlungsdicht untergebracht, d. h., die effektive Störstrahlleistung ist $< 10^{-10}$ W.

Technische Merkmale

Die bestimmenden Merkmale des Kopfstellenkonzeptes, die die Vorteile gegenüber der herkömmlichen Technik verdeutlichen, sind:

- selektive Aufbereitung der einzelnen Fernsehsignale, d. h.:
  - Konvertierung in eine optimale Frequenzlage
  - Stabilisierung des Ausgangspegels bei Eingangspegelschwankungen von 50 dB
  - optimale Störunterdrückung durch ausreichende Selektion im Eingang und Nutzung der Selektionsmöglichkeit in der Zwischenfrequenzebene (ZF)
  - Normwandlung bei Empfang von Fernsehkanälen anderer Normen

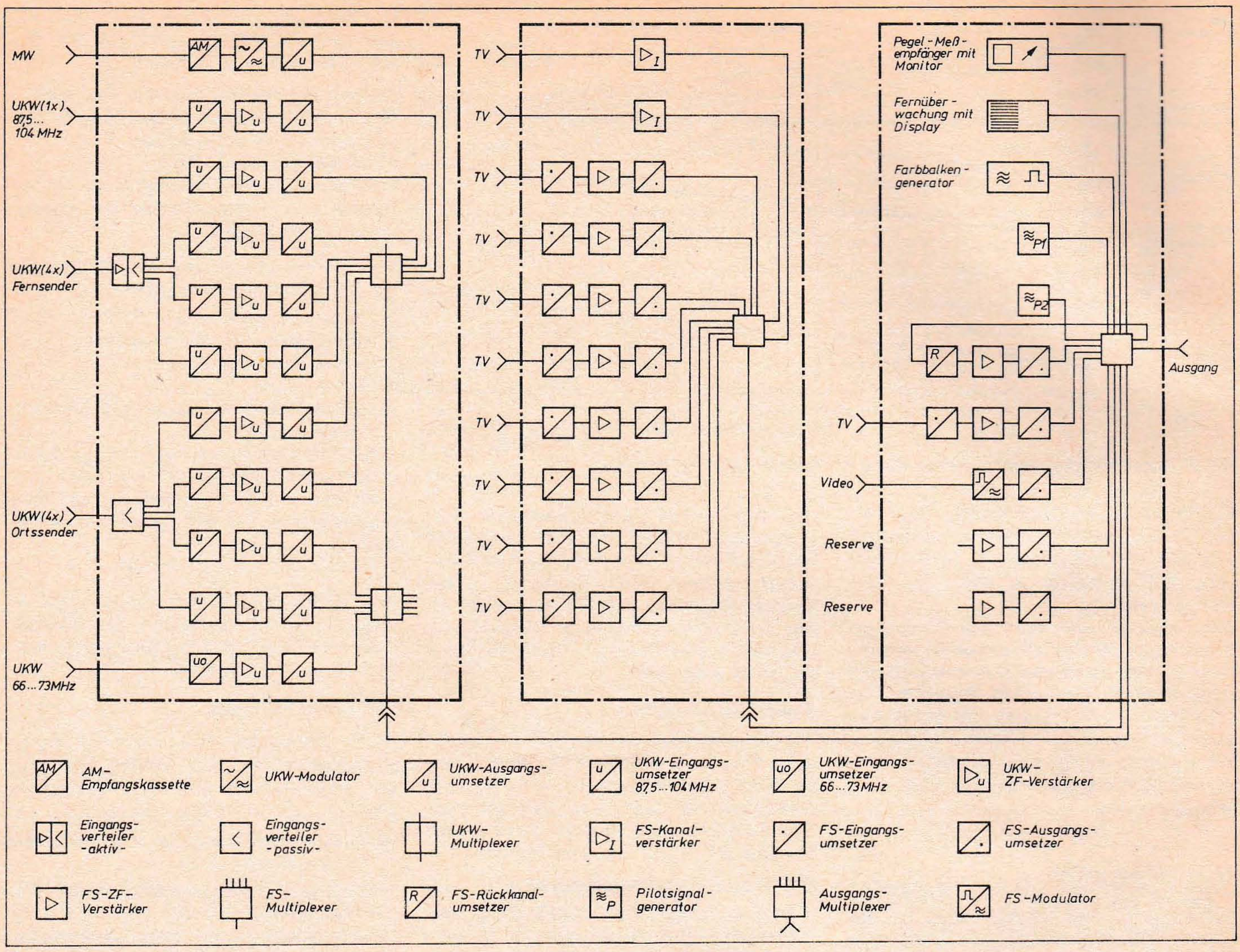


Bild 5: Blockschaltbild der Kopfstation KS 1200 mit 15 Fernseh- und 11 UKW-Programmen

- verzerrungsfreier Ausgangspegel mit einem Intermodulationsabstand von $IMA_{III(K)} = 66$ dB

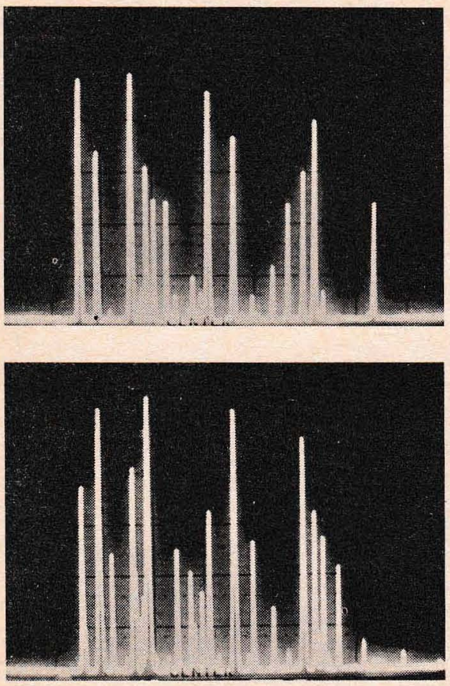


Bild 6: Spektrum der Signale des UKW-Empfangsbereiches 87,5...104 MHz von zwei Richtantennen mit unterschiedlicher Empfangsrichtung

- Einspeisemöglichkeit von Videosignalen z. B. von Kamera, Videorecorder usw. und normgerechte Aufbereitung über Videomodulator mit Restseitenbandcharakteristik
- Fernseh-Rückkanalumsetzung zur Nutzung der Verteilleitungen als Fernsehzubringerstrecke einer von der Hauptempfangsantennenanlage abgesetzten Antenne und zur Zweiwegekommunikation
- interner Fernsehsignalgeber zur Erleichterung des Service von Farbfernsehempfängern, so daß Reparatur- und Einstellarbeiten ständig und ohne speziellen Farbtestgenerator durchgeführt werden können

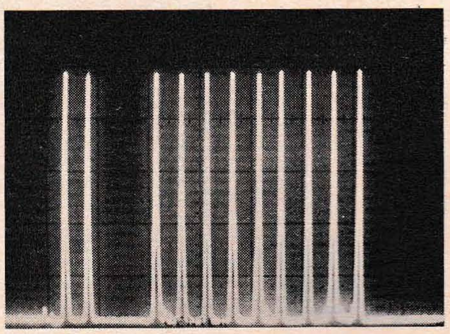


Bild 7: Spektrum der UKW-Signale am Ausgang der Kopfstation (ausgewählte empfangswürdige UKW-Sender werden mit gleich hohem und konstantem Pegel in optimaler Frequenzlage übertragen)

- selektive Aufbereitung der UKW-Signale durch UKW-Kanalselektoren zur qualitätsgerechten Mono- und Stereoübertragung
- Frequenzumsetzung von UKW-Signalen im Frequenzbereich von 66...73 MHz in den Bereich 87,5...104 MHz und umgekehrt

Tafel 2: Ausführungsbeispiel für Eingangs- und Ausgangskanäle der Fernsehsignalaufbereitung

Programm	Eingangssignal	Eingangskanal (-frequenz)	Ausgangskanal
1	Farbbalkengenerator	K2	K2
2	FS-Sender 1	K4	K4
3	FS-Sender 2	K07	S2
4	FS-Sender 3	K8	S4
5	FS-Sender 4	K10	S6
6	FS-Sender 5	K12	S8
			S10
7	FS-Sender 6	K23	
8	Farbfernsehtestbild (Titelbild)	K28	K6
9	FS-Sender 7	K32	K8
10	FS-Sender 8	K38	K10
11	FS-Sender 9	K57	K12
12	Videorecorder	Video[2]	S14
13	Rückkanalumsetzer [1]	SR 2	S16
14	Reserve	ZF	S18
15	Reserve	ZF	S20

[1] (FS-Kamera gespeist) [2] (Modulator)

Tafel 3: Technische Parameter der Kopfstation KS 1200

Eingangsparameter	
Fernsehkanalumsetzer	
Frequenzbereich	47... 68 MHz
	174...230 MHz
	470...790 MHz
Eingangsnennwiderstand	75 Ω
Eingangspegelbereich	40...90 dB μV
Umsetzung	über Norm-ZF
Bereich der automatischen Verstärkungsregelung	50 dB
UKW-Kanalselektor	
Frequenzbereich	87,5...104 MHz
Frequenzraster	50 kHz
Umsetzung	über Norm-ZF 10,7 MHz
Eingangsnennwiderstand	75 Ω
Eingangspegelbereich bei konstantem Ausgangspegel	
Eingang direkt	10...100 dB μV
Eingang aktiv	0... 90 dB μV
Eingang passiv	20...110 dB μV
Anzahl der Topfkreise im Eingangsverteiler	4 (zum Vermeiden von Übersteuerung)
Bereich der automatischen Verstärkungsregelung	90 dB
Ausgangsparameter	
Frequenzbereich	47...300 MHz
Ausgangsnennwiderstand	75 Ω
Normpegel am Ausgang der Kopfstation	
FS	100 dB μV
UKW	90 dB μV
Pilot	90 dB μV
Pilotfrequenzen	
P 1	74,25 MHz
P 2	239,25 MHz

- Aufbereitung ausgewählter AM-Signale aus dem Mittelwellenbereich zur Übertragung im UKW-Frequenzbereich (AM-FM-Wandler)
- Einspeisung von Niederfrequenzsignalen zur Eigenprogrammgestaltung und zur UKW-Aufbereitung über die NF-Ebene mit MPX-Filter bei besonders schwierigen Empfangsverhältnissen
- Pilotsignalgeber zur automatischen Verstärkungs- und Linearitätsregelung in den Breitbandverstärkern des Magistralnetzes (Zweipilotregelung)
- Fernüberwachung der Magistral- und Submagistralverstärker zur Rationalisierung der Wartung und des Anlagenservice
- interner Pegelmeßempfänger mit Monitor zur Messung und Überwachung der Eingangs- und Ausgangssignale.

Funktion

Die aufbereiteten Fernseh- und UKW-Hörrundfunksignale werden im Frequenzmultiplex übertragen. Die Aufbereitung erfolgt durch Doppelumsetzung über die Norm-ZF. Der Signalweg der Kopfstation ist im Blockschaltbild (Bild 5) dargestellt. Ein Ausführungsbeispiel der gewählten Eingangs- und Ausgangskanäle der Fernsehsignalaufbereitung zeigt Tafel 2.

Die Vorteile der selektiven UKW-Aufbereitung zeigen die Oszillogramme von Eingangs- und Ausgangspegel des UKW-Kanalselektors. Die Oszillogramme im Bild 6 entsprechen dem Spektrum von zwei UKW-Antennen für verschiedene Empfangsrichtungen mit stark unterschiedlichem Pegel im Vergleich zum einheitlichen Pegel am Ausgang der Kopfstation (Bild 7).

Die wichtigsten technischen Parameter sind in Tafel 3 zusammengestellt.

Die neue Kopfstellengeneration stellt ein professionelles Gerätesystem für Groß-Gemeinschaftsantennenanlagen und Kabelfernsehanlagen dar. Dieses bildet die Voraussetzung, Wohnkomplexe mit 10 000 und im Bedarfsfall auch ganze Städte mit 100 000 und mehr Teilnehmeranschlüssen von einer einzigen Station aus mit selektiv aufbereiteten Fernseh- und Hörrundfunksignalen in hoher Qualität zu versorgen.

Literatur

[1] Teichmann, H.: Groß-Gemeinschaftsantennenanlagen zur Fernseh- und Hörrundfunkversorgung von Stadtteilen. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 20, S. 653–656

[2] ST RGW 1814-79: Empfangs- und Verteileranlagen für Hör- und Fernsehrundfunk, Technische Forderungen

[3] Hippold, H.: Leitungsverstärker für Kabelfernsehsysteme. Diplomarbeit TH Karl-Marx-Stadt 1976

[4] UKW-Kanalselektor. EGB-Information 10 78 1 T

Modifiziertes Schmalbandfernsehsystem zur Speicherung quasistatischer Fernsehbilder

Prof. Dr.-Ing. UDO FRANZ,
Prof. Dr. habil. HERBERT STUHEC
und Dipl.Ing. DIETER VYHNAL

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Köthen

Im folgenden Beitrag wird die Realisierung und Anwendung eines modifizierten Schmalbandfernsehsystems zur Lösung spezieller meßtechnischer Probleme beschrieben. Die Aufnahme der Fernsehbilder erfolgt mit einer herkömmlichen Kamera der CCIR-Norm, deren Ausgangssignale in ein frequenzmoduliertes Signal umgewandelt werden. Das SSTV-Videosignal kann auf einem HiFi-Tonbandgerät gespeichert werden.

In den letzten Jahren hat die Fernsehtechnik in den technischen Bereichen eine immer breitere Anwendung gefunden. So wird sie in zunehmendem Maße außer zu Überwachungsaufgaben bei Produktionsprozessen auch für spezielle meßtechnische Probleme, wie z. B. zur rechnergestützten Auswertung von Fernsehthermogrammen und zur Erkennung von Kurven und Zeichenverläufen, eingesetzt.

Für Überwachungsaufgaben und zur meßtechnischen Auswertung ist häufig eine Speicherung des Videosignals zweckmäßig, um die Informationen beliebig oft und zu verschiedenen Zeitpunkten auswerten zu können. Zur Erfassung dynamischer Vorgänge ist dabei der Einsatz einer Fernsehanlage nach CCIR-Norm und die Speicherung auf einem Videorecorder notwendig.

Für quasistatische und statische Prozesse erscheint die Umwandlung der von der Fernsehkamera abgegebenen CCIR-Normsignale in modifizierte SSTV-Signale (Slow Scan Television = Fernsehen mit Langsamabtastung) sinnvoll. Die SSTV-Signale können vorteilhaft mit Hilfe herkömmlicher Tonbandgeräte bzw. Kassettenrecorder zwischengespeichert werden. Ausführliche Angaben zum Schmalband-Amateurfernsehen (SSTV) sind unter anderem in [1] gemacht worden. Zur Realisierung eines für technische Belange modifizierten SSTV-Fernsehsystems werden die Hauptmerkmale der SSTV-Norm geändert (s. Tafel).

Modifizierung der SSTV-Norm

	Norm	modifiziertes SSTV-Signal
Bildfrequenz	$\frac{1}{7{,}2\ \text{Hz}}$	$\frac{1}{2{,}4\ \text{Hz}}$
Zeilenfrequenz	$16^2/_3$ Hz	50 Hz
Zeilenzahl je Bild	120	120
Bildformat	1 : 1	4 : 3
Hilfsträgerfrequenzen		
Synchronimpulse	1 200 Hz	5 000 Hz
weiß	2 300 Hz	9 500 Hz
schwarz	1 500 Hz	5 500 Hz
Videoinhalt	1 500...2 300 Hz	5 500...9 500 Hz
Modulationsart	FM	FM

Die Zeilenfrequenz f_z des SSTV-Videosignals wird auf 50 Hz festgelegt und ist damit direkt aus dem CCIR-Bildsynchronsignal ableitbar. Mit einer Zeilenzahl Z_z von 120 ergibt sich die SSTV-Bildfrequenz zu

$$f_B = \frac{f_z}{Z_z} = 0{,}416\ \text{Hz}$$

Die Anzahl der übertragenen Bildpunkte und damit das Auflösungsvermögen A ergeben sich aus der Zeilenzahl Z_z und der Spaltenzahl Z_s:

$$A = Z_z \cdot Z_s$$

$$A = 19\,200\ \text{Bildpunkte}$$

Daraus resultiert nach [1] die maximale Modulationsfrequenz $f_{M\,max}$:

$$f_{M\,max} = \frac{A}{2T} = 4000\ \text{Hz}$$

$$T = \frac{1}{f_B} \quad \text{(Bildabtastdauer)}$$

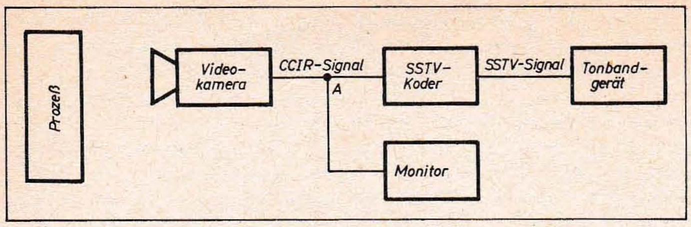


Bild 1: Blockschaltbild des Aufnahmesystems auf SSTV-Basis

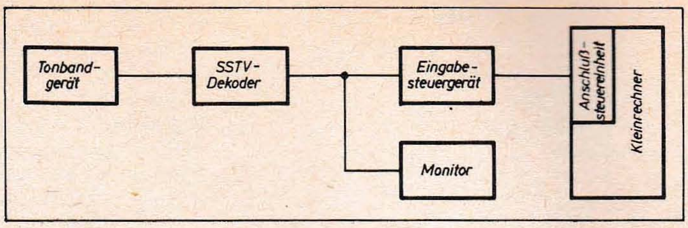


Bild 2: Blockschaltbild des Eingabesystems zur Bilddatenverarbeitung

Um bei der Demodulation des frequenzmodulierten Videosignals eine einwandfreie Trennung zwischen Hilfsträgerfrequenz und Videofrequenz erreichen zu können, wird zur tiefsten Hilfsträgerfrequenz ein Abstand von 1 000 Hz festgelegt. Damit ergeben sich die tiefste Hilfsträgerfrequenz zu 5 000 Hz und die in der Tafel aufgeführten Frequenzen für das Videosignalgemisch. Die Bandbreite b des Systems ergibt sich aus

$$b \approx 2\, f_{M\,max} \approx 8\,000 \text{ Hz}$$

wobei der Modulationsgrad $m < 1$ ist.

Das Blockschaltbild des Aufnahmesystems ist im Bild 1 dargestellt.

An eine herkömmliche Fernsehkamera werden ein Kontrollmonitor und der SSTV-Koder angeschlossen. Die SSTV-Signale werden auf einem Tonbandgerät gespeichert. Die Eingabe der SSTV-Signale in einen Rechner zur Auswertung erfolgt über einen SSTV-Dekoder in Verbindung mit einem Eingabesteuergerät. Dabei wird durch das Eingabesteuergerät die Abtastung und Digitalisierung des Informationsinhaltes des dekodierten SSTV-Signals sowie die Eingabesteuerung und die Anpassung an das Interface des Rechners realisiert.

Bild 2 zeigt das Blockschaltbild des Eingabesystems.

SSTV-Koder

Die Grobstruktur des SSTV-Koders zeigt Bild 3. Er besteht aus den Baugruppen Taktgeber, Schaltimpulserzeugung, Schalt- und Mischstufe sowie dem Spannungs-Frequenz-Wandler. Das Gerät ermöglicht die spaltenweise Abtastung des CCIR-Videobildsignals. Je Fernsehbild entsteht damit eine Zeile des SSTV-Signals. Die Bildpunkte, die für die Slow-Scan-Zeile übernommen werden, liegen senkrecht zur normalen Videozeile. Gleichzeitig werden Bild- und Zeilensynchronsignale erzeugt und dem SSTV-Bildsignal überlagert, so daß nach entsprechender Umwandlung am Ausgang des Koders ein vollständiges, frequenzmoduliertes SSTV-Videosignal zur Speicherung bereitgestellt wird.

Ein ausführliches Blockschaltbild des SSTV-Koders zeigt Bild 4. Aus dem CCIR-Videosignal werden mit Hilfe eines Amplitudensiebes die Zeilensynchronimpulse (15,6 kHz) und die Bildsynchronimpulse (50 Hz) abgetrennt. Die Bildsynchronimpulse synchronisieren einen 50-Hz-Zeilengenerator. Aus dessen Ausgangssignal werden die SSTV-Zeilensynchronimpulse und nach entsprechender Frequenzteilung die notwendigen SSTV-Bildsynchronimpulse 0,416 Hz abgeleitet. Am Ausgang der Baugruppe Impulsaddition steht damit das SSTV-Synchronimpulsgemisch zur Verfügung.

Die CCIR-Zeilensynchronimpulse synchronisieren einen weiteren Generator mit der Frequenz von 15,6 kHz. Sowohl die 15,6-kHz-Takte (Zeilensynchronimpulse) als auch die 0,416-Hz-Takte (SSTV-Bildsynchronsignal) werden in Sägezahnspannungen der entsprechenden Frequenz umgewandelt. Die Erzeugung der Sägezahnspannungen erfolgt günstig mit Operationsverstärkern, die als Sägezahngeneratoren geschaltet sind und durch die Takte synchronisiert werden. (s. [3]). Nach entsprechender Verstärkung der Spannungen schaltet in der Baugruppe Schaltimpulserzeugung die 15,6-kHz-Sägezahnspannung einen Trigger periodisch durch, während die Triggerschwelle durch die 0,416-Hz-Sägezahnspannung verändert wird. Damit entstehen am Triggerausgang Rechteckimpulse von 15,6 kHz, deren Breite sich im Rhythmus der SSTV-Bildfrequenz (0,416 Hz) ändert. Die differenzierten Impulse steuern in der Schaltstufe die spaltenweise Abtastung des Videosignals. Das entstandene SS-Videosignal wird verstärkt, wobei am Verstärker Einstellmöglichkeiten für Helligkeit und Kontrast realisiert werden können.

In der Baugruppe Aussteuerungsbegrenzer werden die Signalpegel für die oberen und unteren Helligkeitswerte des Bildes (Weißpegel-Schwarzpegel) festgelegt. Außerdem wird das SSTV-Synchrongemisch zum SS-Videosignal addiert, so daß ein vollständiges BAS-Signal entsteht. Das BAS-Signal wird dem Spannungs-Frequenz-Wandler zugeführt, an dessen Ausgang Impulse entstehen, deren Frequenz von der Amplitude des SSTV-Signals abhängig ist. Ein nachgeschalteter Tiefpaß sorgt für ein annähernd sinusförmiges Ausgangssignal. Damit steht das frequenzmodulierte SSTV-Signal zur Speicherung zur Verfügung.

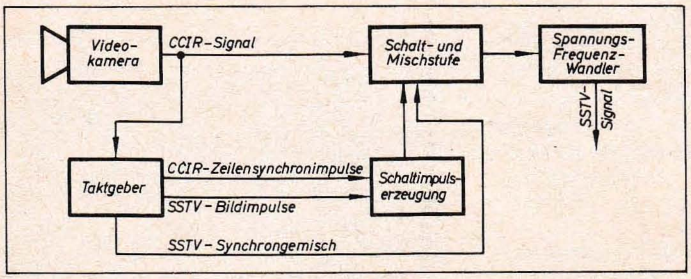


Bild 3: Grobstruktur des modifizierten SSTV-Koders

Einsatzmöglichkeiten

Eine Einsatzmöglichkeit für das SSTV-System ergibt sich bei der meßtechnischen Erfassung von Temperaturfeldern mit Hilfe der Infrarotthermografie. Beim Einsatz eines konventionellen Fernsehsystems wird das Temperaturfeld von einer infrarotempfindlichen Fernsehkamera aufgenommen und steht nach entsprechender Zwischenspeicherung (Videorecorder) der Auswertung zur Verfügung. Auf Grund des hohen Informationsgehaltes der Abbildungen ist eine effektive manuelle Auswertung nicht möglich.

Eine rechnergestützte Verarbeitung ist notwendig. Zur Realisierung der Eingabe von Videosignalen in eine EDVA muß ein Steuergerät geschaffen werden, das zweckmäßig als peripheres Gerät eines Prozeßrechners, Kleinsteuerrechners oder Mikroprozessorsystems arbeitet, um eine sinnvolle Erfassung der Videosignale zu gewährleisten.

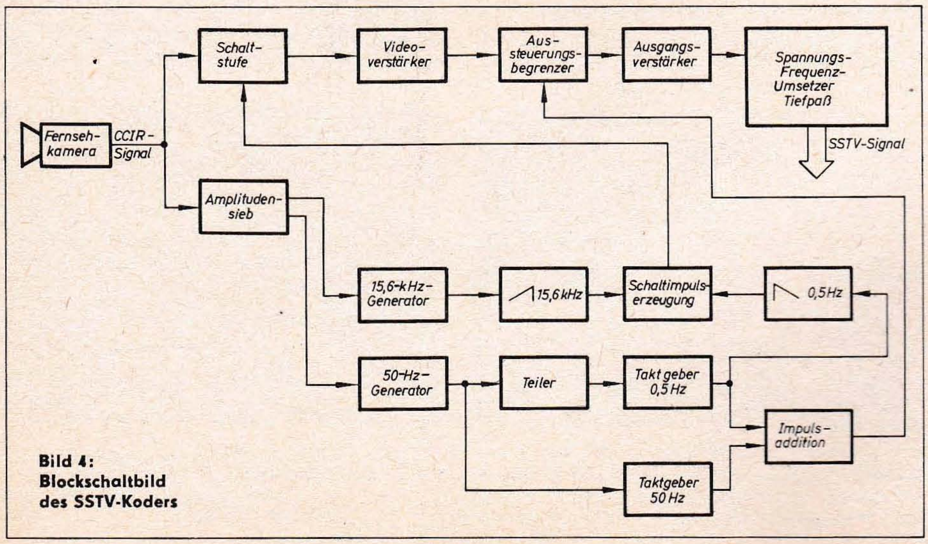


Bild 4: Blockschaltbild des SSTV-Koders

Schnellkopiereinrichtung für Reportage-Kompaktkassetten

KARL DUDA

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post

Für die Umzeichnung von Kompaktkassetten wurde im RFZ eine Kopiereinrichtung entwickelt, die den Umschnitt mit dreifacher Normalgeschwindigkeit ermöglicht und automatisch überwacht. Sie führt damit zu einer wesentlichen Rationalisierung bei der Bearbeitung von Reportagen.

In der Reportagetechnik des Rundfunks der DDR hat die Kompaktkassette in den letzten Jahren zunehmend Eingang gefunden. Sie bietet dem Reporter den Vorteil, bei ausreichender technischer Qualität der Aufzeichnung und einfacher Handhabbarkeit mit kleinen, handlichen Geräten arbeiten zu können, was seiner Beweglichkeit im Interesse hoher Aktualität der Berichterstattung zugute kommt. Die redaktionelle Bearbeitung der Reportage durch Cuttern und der Sendebetrieb erfordern einen Umschnitt auf Normalband und die Bandgeschwindigkeit von 38,1 cm s^{-1}. Für diesen Umzeichnungsvorgang ist im RFZ eine Schnellkopiereinrichtung entwickelt worden, die den Umschnitt mit dreifacher Normalgeschwindigkeit ermöglicht und automatisch überwacht. Das führt zur Rationalisierung in der Bearbeitung von Reportagen, zumal die Anlage unabhängig von anderen technischen Einrichtungen jederzeit betrieben und von technisch weniger geschultem Personal bedient werden kann.

Bei der Entwicklung wurde besonderer Wert auf die Verwendung von Geräten und Einrichtungen gelegt, die in der Studiotechnik des Rundfunks eingeführt sind und für diesen speziellen Anwendungsfall modifiziert werden konnten.

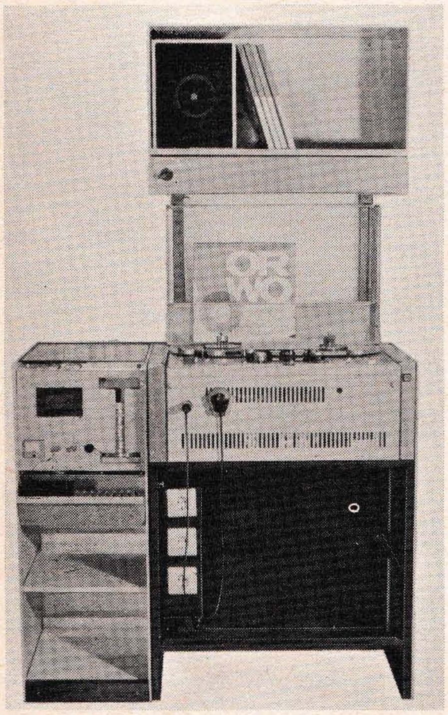


Bild 1: Schnellkopiereinrichtung, untergebracht in einem Arbeitsplatz zur magnetischen Tonspeicherung ◄

Aufbau der Schnellkopiereinrichtung

Die Bestandteile der Anlage sind in einem in der Studiotechnik des DDR-Rundfunks eingeführten Arbeitsplatz zur magnetischen Tonspeicherung untergebracht (Bild 1), der neben den eigentlichen Funktionseinheiten eigene Beleuchtung, Bandkartonablage, Kassettenmagazin, Wickelkernspender und eine Arbeitsfläche besitzt. Die Funktionseinheiten sind das Kassettenwiedergabegerät mit Bedien- und Kontrollfeld, das Aufzeichnungsgerät und die Abhöreinrichtung. Die elektrischen Verbindungen zwischen den Anlagenteilen werden durch zwei Formkabel mit Steckverbindern hergestellt. Die Stromversorgung erfolgt aus dem 220-V-Netz.

Arbeits- und Wirkungsweise

Tonsignalweg

Die Tonsignalverbindungen zwischen den Einzelgeräten sind im Prinzipschaltbild (Bild 2) dargestellt. Vom Kassettenwiedergabegerät gelangt das mit dem Kopierfaktor 3 transponierte Tonsignal in das Aufzeichnungsgerät, in dem es zur automatischen Aussteuerung einen Regelverstärker RV durchläuft, der eventuelle Untersteuerungen der Kassettenaufzeichnung von maximal 16 dB auf Nennpegel anhebt. Der Regelverstärker kann für Meßarbeiten mit einem Schalter überbrückt werden. Über den für die dreifache Bandgeschwindigkeit entzerrten Aufzeichnungsverstärker AV wird

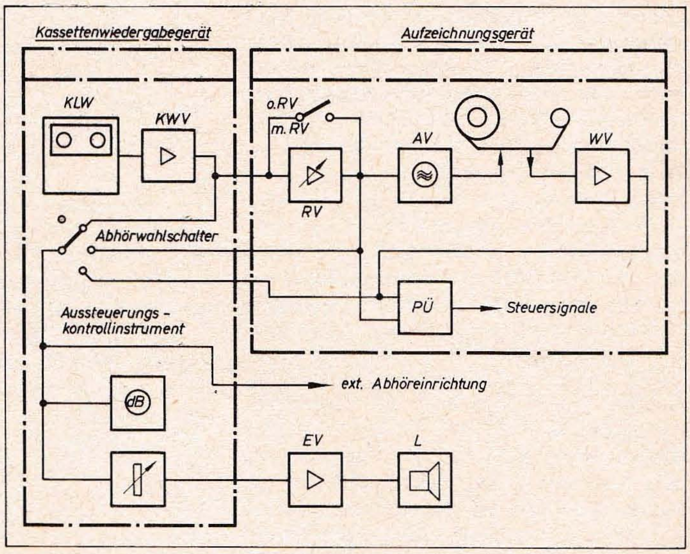


Bild 2: Prinzipschaltung der Schnellkopiereinrichtung ►

Fortsetzung von Seite 78

Der Arbeitsspeicher herkömmlicher Kleinrechner, z. B. KRS 4201, hat ein Volumen von 16- bzw. 32-K-Worten mit einer Wortlänge von 16 bit. Auf Grund dieses begrenzten Arbeitsspeichervolumens muß die Anzahl der Eingabedaten je Bild reduziert werden, um eine sinnvolle Auswertung des Informationsgehaltes zu gewährleisten. Außerdem ergeben sich durch die echtzeitgemäße Abtastung und Eingabe des Videosignals Probleme bei der schaltungstechnischen Realisierung des Steuergerätes. Eine Alternative stellt das SSTV-System dar. Im Eingabesteuergerät für SSTV-Signale können zur Abtastung und Digitalisierung herkömmliche Abtasthalteschaltungen und Analog-Digital-Umsetzer mit geringer Umsetzfrequenz eingesetzt werden. Die Eingabe der Daten in den Rechner ist bezüglich der Zeit unkritisch. Außerdem ergibt sich durch die Möglichkeit der Speicherung des SSTV-Signals auf Tonbandgerät ein wesentlicher Vorteil gegenüber dem bisher notwendigen Einsatz eines teuren und störanfälligen Videorecorders.

Beim Einsatz eines Stereotonbandgerätes als Speicher ergibt sich speziell bei infrarotthermografischen Messungen die Möglichkeit auf einer Spur das Wärmebild und auf der anderen gleichzeitig eine zusätzliche Bildinformation des Meßgegenstandes zu speichern. Zur Aufzeichnung auf der zweiten Spur bietet sich in diesem Fall besonders das mit Hilfe eines Isothermenklassifikators gewonnene Isothermenbild des Wärmestrahlers an. Entsprechend Bild 1 müssen dann am Punkt A zusätzlich ein Isothermenklassifikator und ein zweiter SSTV-Koder angeschlossen werden.

Literatur

[1] Wraase, V.: Schmalband-Amateurfernsehen (SSTV). Funktechnik 28 (1973) H. 18, S. 700–702
[2] Wraase, V.: SSTV-Kameraanlage. Funktechnik 28 (1973) H. 21, S. 816–820
[3] Kallenbach, B.: Eine einfache Empfangsanlage für das Schmalbandfernsehen (SSTV). Funkamateur 28 (1979) H. 2, S. 87–90
[4] Lange, F. H.: Signale und Systeme Bd. 3. Berlin: VEB Verlag Technik 1971

das Signal aufgezeichnet. Der ebenfalls für die dreifache Bandgeschwindigkeit ausgelegte Wiedergabeverstärker WV dient der ständigen Kontrolle der Aufzeichnung. Sein Ausgangssignal („hinter Band") wird zusammen mit dem Eingangssignal des Aufzeichnungsverstärkers AV („vor Band") einer Schaltung zur Pegelüberwachung PÜ zugeführt. Die Tonsignale „vor Band" und „hinter Band" werden auf das Bedien- und Kontrollfeld des Kassettenwiedergabegerätes zurückgeführt. Von hier aus können der Ausgang des Kassettenwiedergabeverstärkers KWV, der Eingang AV „vor Band" und der Ausgang WV „hinter Band" mit Hilfe des Abhörwahlschalters an die Abhörkombination EV/L gelegt werden. Beim Betrieb mehrerer Schnellkopiereinrichtungen in einem Raum besteht z. B. die Möglichkeit, eine zentrale Abhöreinrichtung anzuschließen.

Steuerfunktionen

Kassettenwiedergabe- und Aufzeichnungsgeräte sind in einer Anzahl ihrer Funktionen verknüpft, so daß die Bedienung einfach ist. Die Wirkungsweise der Steuerfunktionen soll anhand der möglichen Betriebszustände der Anlage erläutert werden.

Durch Einschalten des am Aufzeichnungsgerät befindlichen Netzschalters werden sämtliche Anlagenteile in Betriebsbereitschaft versetzt. Nach beendetem Hochlauf des Bandantriebes im Aufzeichnungsgerät, der wegen der relativ hoch zu beschleunigenden Schwungmasse dann ständig ohne angelegte Gummiandruckrolle läuft, kann der Kopierprozeß beginnen. Während des Hochlaufs sind die Bedienfunktionen elektronisch verriegelt. Die Stromversorgung des Kassettenwiedergabegerätes erfolgt aus dem Aufzeichnungsgerät.

Nach Auflegen des Bandes auf das Aufzeichnungsgerät und Beschicken des Kassettenwiedergabegerätes wird durch Drükken der Starttaste der Kopiervorgang vorbereitet. Der Antriebsmotor im Kassettenwiedergabegerät schaltet ein; gleichzeitig wird das Startsignal für das Aufzeichnungsgerät gegeben, wodurch der Bandtransport beginnt. Nach Erreichen der Nennbandgeschwindigkeit legen beide Gummiandruckrollen an, und der Kopiervorgang beginnt. Die Aufzeichnung wird ständig durch elektronischen Pegelvergleich (PÜ) der Signale „vor Band" und „hinter Band" kontrolliert. Beim Eintritt einer Pegeldifferenz – etwa durch Verschmutzen der Köpfe – werden beide Antriebe stillgesetzt, wobei eine Signallampe „Fehler" bis zum Ausschalten mit der Stopptaste des Kassettenwiedergabegerätes leuchtet. Nach Beseitigen des Fehlers kann der Kopierbetrieb fortgesetzt werden.

Etwa 12 s nach Ende der Kassettenaufzeichnung bzw. 4 s nach Erreichen des Bandendes in der Kassette werden beide Geräte automatisch auf „Stopp" geschaltet. Kassette und Band können nun unabhängig voneinander zurückgespult werden, wobei beide Geräte nach Durchlauf des Bandes automatisch auf „Stopp" schalten.

Während des Kopierprozesses ist jede Bedienungsmöglichkeit am Aufzeichnungsgerät durch elektronische Verriegelung seines Tastensatzes ausgeschlossen. In allen anderen Betriebszuständen (z. B. für Prüf- und Meßarbeiten) kann das Aufzeichnungsgerät in die üblichen Funktionen geschaltet werden.

Zur Information über den Inhalt der Kassettenaufzeichnung läßt sich das Wiedergabegerät mit Normalgeschwindigkeit (4,76 cm s^{-1}) betreiben, ohne daß das Aufzeichnungsgerät mitläuft.

Grundsätzliches zum Umzeichnen mit erhöhter Bandgeschwindigkeit

Beim Umzeichnen mit erhöhter Bandgeschwindigkeit treten einige Probleme auf. Soweit sie für den vorliegenden Fall von Interesse sind, sollen sie nachfolgend kurz erläutert werden.

Geschwindigkeitsverhältnis (Kopierfaktor)

Hierunter versteht man den Quotienten aus der Bandgeschwindigkeit beim Kopieren und der Nennbandgeschwindigkeit. Einer der bestimmenden Faktoren bei der Festlegung dieses Verhältnisses ist die Leistung der Antriebsmotoren sowohl im Kassettenwiedergabegerät als auch im Aufzeichnungsgerät. Diesbezüglich wurden Untersuchungen an einem Kassettenlaufwerk und an einem Studio-Magnetbandgerät durchgeführt.

Bei beiden Geräten ergab sich als realisierbarer Kopierfaktor K = 3, wobei auch die konstruktiven Möglichkeiten zur Änderung der Übersetzungsverhältnisse zwischen den Antriebsmotoren und den Bandantriebswellen beachtet werden mußten, weil eine Erhöhung der Motordrehzahlen nur bedingt möglich ist. Hierbei spielen die Drehzahl-Drehmomentkennlinien, maximale Betriebsspannung und auch die Lebensdauer eine Rolle. Der Kopierfaktor K = 3 bedeutet also, daß das Kassettenlaufwerk mit einer Bandgeschwindigkeit von $v_K = 3 \cdot 4{,}76$ cm s^{-1} = 14,28 cm s^{-1} und das Aufzeichnungsgerät dabei mit $v_B = 3 \cdot 38{,}1$ cm s^{-1} = 114,3 cm s^{-1} läuft.

Die Umstellung auf die dreifache Bandgeschwindigkeit erfolgte durch Änderung der Riemenscheibendurchmesser unter Beibehaltung der Riemenlängen. Beim Aufzeichnungsgerät, das eine Drehzahlregelung nach dem Prinzip des Vergleichs der optoelektronisch von der Bandantriebswelle gewonnenen Frequenz mit der aus einem hochstabilen Generator stammenden Sollfrequenz enthält, wurde der Sollwertgenerator umdimensioniert. Das Kassettengerät erhielt statt der vorhandenen Drehzahlregelung eine Tachoregelung, die sich bei Reportagekassettengeräten bereits bewährt hat. Diese Regelung bietet die erforderliche hohe Drehzahlkonstanz und ermöglicht eine einfache elektrische Umschaltung auf Normalgeschwindigkeit zum Abhören und zum schonenden Bandtransport bei schnellem Vor- und Rücklauf.

Der Tachogenerator wird von einer auf das Motorritzel aufgeklebten Magnetscheibe, in die mehrere Pole eingeprägt sind, und einem induktiven Abnehmer gebildet. Die Auswertung der Tachofrequenz erfolgt nach dem Prinzip der Mittelung flächengleicher Impulse zum Soll-Ist-Wertvergleich. Die Gummiandruckrolle im Kassettenwiedergabegerät wird unter Ausnutzung des vorhandenen Schnellstoppschiebers von einem Elektromagneten, der dem Gummiandruckrollenmagneten im Aufzeichnungsgerät parallelgeschaltet ist, angelegt.

Insbesondere beim Aufzeichnungsgerät mit den großen Massen von Bandteller und 1 000-m-Wickel und Geschwindigkeiten dieser Größenordnung ist ein schlaufenfreier und bandschonender Anlauf in konventioneller Weise (Andruck des vorher in Ruhelage befindlichen Magnetbandes durch die Gummiandruckrolle an die Antriebswelle mit Nenndrehzahl) nicht mehr möglich. Der Anlauf wurde deshalb so ausgeführt, daß das Band erst dann gegen die Antriebswelle gedrückt wird, wenn es die Sollbandgeschwindigkeit durch Beschleunigen in der Funktion „schneller Vorlauf" erreicht hat. Die Konzeption der elektronischen Steuerung des Studio-Magnetbandgerätes ermöglichte die Verwirklichung dieses Startverhaltens durch geringe Änderungen an der Steuerelektronik und den zusätzlichen Einbau eines einfachen Zähldiskriminators, der eine der Bandgeschwindigkeit proportionale, an einer Umlenkrolle optoelektronisch erzeugte Impulsfrequenz auswertet. Die Fernsteuerbarkeit des Gerätes in allen seinen Funktionen gestattet überhaupt die Automatisierung des Kopierprozesses (Anlauf, Stopp bei Aufzeichnungsende, Fehlermeldung usw.) mit geringem zusätzlichem Aufwand.

Wiedergabe- und Aufzeichnungsverstärker

Entsprechend dem gewählten Geschwindigkeitsverhältnis K = 3 ergibt die Transponierung des Frequenzbereiches der Kassetten-Originalaufzeichnung von 40...12 500 Hz ein Frequenzband von 120...37 500 Hz. Die dazu notwendige Änderung der frequenzbestimmenden Glieder im Aufzeichnungsverstärker (AV) und Wiedergabeverstärker (WV) zur Realisierung der Normentzerrung und zum Ausgleich der Spaltverluste konnte durch einfache Umdimensionierung erreicht werden. (Der für den Kopiervorgang an sich nicht notwendige Wiedergabeverstärker mußte wegen seiner Funktion bei der automatischen Aufzeichnungskontrolle ebenfalls geändert werden.)

Besondere Beachtung muß der HF-Vormagnetisierung geschenkt werden. Um der Gefahr störender Differenztonbildungen zwischen Harmonischen der höheren Nutzfrequenzen und der Lösch- bzw. Vormagnetisierungsfrequenz vorzubeugen, soll der Abstand zwischen beiden möglichst groß, d. h. die HF-Vormagnetisierungsfrequenz möglichst hoch sein. Dieser Forderung sind in der Praxis durch steigende Verluste in den Köpfen mit höherwerdender Frequenz Grenzen gesetzt. Wünschenswert wäre es, die Vormagnetisierung von ursprünglich 80 kHz auf den dreifachen Wert von 240 kHz heraufzusetzen. Das aber ist aus den genannten Gründen und auf Grund der Konzeption des HF-Generators unmöglich. (Denkbar wäre auch eine Trennung von Lösch- und Vormagnetisierungsgenerator in der Weise, daß die Löschung mit einer niedrigeren Frequenz als die Vormagnetisierung und damit hohem Wirkungsgrad realisiert wird.) Die Erhöhung der Frequenz des Lösch- und Vormagnetisierungsstromes auf 120 kHz erwies sich als ausreichender Kompromiß, der sich mit kleinen Änderungen erreichen ließ. Für die Erhöhung der Frequenz gab es einen weiteren Grund: Die hohe Kopiergeschwindigkeit ermöglicht das Aufzeichnen der Vormagnetisierung, so daß bei Wiedergabe mit Nor-

Tafel 1: Angaben für eine mit genormtem Bandflußverlauf bei $v_K = 4{,}76\ \mathrm{cm\,s^{-1}}$ hergestellte und mit $v_K = 14{,}28\ \mathrm{cm\,s^{-1}}$ wiedergegebene Bezugskassette

Frequenzbereich	120...37 500 Hz
Toleranzen	
120...240 Hz	$^{+2}_{-5}$ dB
240...20 000 Hz	$^{+2}_{-2}$ dB
20 000...37 500 Hz	$^{+2}_{-5}$ dB
Nennausgangspegel L_A	$+(6 \pm 1)$ dBm
Fremdspannungsabstand	
mit laufendem Motor	$\geqq$ 50 dB
mit stehendem Motor	$\geqq$ 56 dB
nichtlineare Verzerrungen bei $f = 1\,000$ Hz und $L_A = +6$ dBm	$\leqq$ 2 %

malgeschwindigkeit ein Signal von 1/3 der HF-Vormagnetisierung vorliegt, das wiederum mit Oberwellen der höheren Nutzfrequenzen zu Differenztonstörungen führen kann. Die Erhöhung auf 120 kHz hat sich auch hier als ausreichend erwiesen.

Für den Wiedergabeverstärker KWV im Kassettenwiedergabegerät wurde ein in der Magnettontechnik noch ungewöhnliches Schaltungskonzept verwirklicht, das sich bei einfachem und sparsamem Aufbau durch gute Parameter auszeichnet (s. Tafel 1).

Die Entzerrung (ω-Gang und Normentzerrung unter Berücksichtigung des Geschwindigkeitsverhältnisses) erfolgt in einer aktiven RC-Schaltung mit einem Operationsverstärker, dem zur Erzielung der notwendigen Gesamtverstärkung bei hohem Fremdspannungsabstand eine Differenzverstärkerstufe aus rauscharmen Transistoren vorgeschaltet ist, die mit in die Gegenkopplung einbezogen ist. Zum Ausgleich der Spaltverluste des Wiedergabekopfes dient ein bedämpfter Resonanzkreis, dessen Induktivität vom Wiedergabekopf gebildet wird und der auf die obere Grenzfrequenz abgestimmt ist. (Eine Umschaltung der Entzerrung für die Wiedergabe mit Normalgeschwindigkeit ist nicht vorgesehen, da zum informativen Abhören eine verminderte Wiedergabequalität ausreicht.)

Pegelüberwachung

Die Pegelüberwachung enthält elektronische Anordnungen zum Pegelvergleich „vor Band" und „hinter Band" und zur Pegelausfallkontrolle. Die zu vergleichenden Signale werden über elektronische Umschalter nach Logarithmierung und Gleichrichtung auf Speicherkondensatoren gegeben, deren Ladungen ständig miteinander verglichen werden. Unterschiedliche Eingangspegel bewirken eine Ladungsdifferenz, die zur Auslösung der Fehlermeldung und zum Stoppen der Antriebe ausgenutzt wird.

Zur Pegelausfallkontrolle liegt das Signal „vor Band" an einem Operationsverstärker, an dessen nichtinvertierendem Eingang eine Spannung als Schaltschwelle liegt. Ist der Eingangspegel für eine von einem RC-Glied bestimmte Zeit kleiner als die Schwellspannung, wird das folgende RS-Flip-Flop gesetzt, das die Anlage in den Stopp-Zustand schaltet (Aufzeichnungsende). Die beiden Anordnungen sind in MOS-Technik ausgeführt und derartig miteinander und den Baugruppen der Anlage verknüpft, daß die gewünschte Funktion nur im Betriebszustand „Kopieren" gegeben ist.

Ergebnisse

Die Tafel 2 gibt eine Übersicht über die wichtigsten Kenndaten, die erreicht werden

Tafel 2: Elektrische Kennwerte

Netzspannung	50 Hz; 220 V ± 10 %
Leistungsaufnahme	$\leqq$ 250 VA
Bezugspegel	
anlagenintern	+6 dBm
Ausgangspegel	+6 dBm
Für die normale Wiedergabe mit $v_B = 38{,}1\ \mathrm{cms^{-1}}$ einer in der Schnellkopiereinrichtung hergestellten Umzeichnung gilt:	
Frequenzbereich (Toleranzen von der Kassettenaufzeichnung bestimmt. Es gilt TGL 27 616)	40...12 500 Hz
Fremdspannungsabstand	$\geqq$ 50 dB
Geräuschspannungsabstand	$\geqq$ 54 dB
Klirrfaktor	$\leqq$ 2 %

konnten. Schon nach Einführung der ersten Anlage bei der Studiotechnik Rundfunk in Berlin zeigten sich durch die Beschleunigung und Teilautomatisierung des Umzeichnungsvorganges folgende Rationalisierungseffekte:

- Erhöhung der Arbeitsproduktivität bei Verbesserung der Arbeitsbedingungen des Betriebspersonals
- bessere Befriedigung der Bedürfnisse nach schneller aktueller Information, insbesondere in sog. Spitzenzeiten, in denen bei traditioneller Umzeichnung mehr Beschäftigte an mehr Bandgeräten arbeiten müßten. Durch die Teilautomatisierung ist eine Mehrmaschinenbedienung möglich
- Eigenständigkeit der Einrichtung, d. h. Möglichkeit ihres Betriebes unabhängig von anderen technischen Einrichungen. Dadurch ist die Aufstellung, z. B. in Redaktionen, und die Bedienung durch technisch weniger geübtes Personal möglich.

Kleinstecholotgerät

Dipl.-Phys. ARNO KIEKBUSCH

Für Motor- und Segelboote sowie für kleinere Schiffe bestehen ein reges Interesse und ein hoher Bedarf an einfachen und zuverlässigen Echolotgeräten, die vor allem zur Tiefenmessung eingesetzt werden sollen. Derartige Kleinstecholotgeräte sollten zugleich so universell sein, daß sie außerdem zur Fischortung und mit vorausgerichtetem Schallwandler zur rechtzeitigen Signalisierung von Hindernissen und z. B. als modifizierte Handgeräte auch von Sporttauchern zum Orientierungstauchen eingesetzt werden können. Das nachfolgend beschriebene Kleinstecholotgerät ist für den Sport-, Hobby- und Amateurbedarf konzipiert und ermöglicht umschaltbar eine wahlweise Tiefenmessung bis zu 2,5 m oder 25 m. Der piezoelektrische Schallwandler arbeitet bei einer Sendefrequenz von 250 kHz, und die elektronische Schaltung besteht grundlegend aus vier integrierten Schaltkreisen. Die Wassertiefenanzeige erfolgt mit einem Meßinstrument.

Bei dem Kleinstecholotgerät werden aus Ersparnisgründen nur ein Schallwandler zum Senden und Empfangen sowie ein Meßinstrument zur Tiefenanzeige genutzt. Als Anzeigeelement sind sonst rotierende und mit dem Sender synchronisierte Glimmlampen verbreitet, die die Beobachtung aller empfangenen Echos in ihrer Intensität ermöglichen. Andere Geräte besitzen Meßinstrumente sowie die vielfältigsten Digitalanzeigen, die jedoch den prinzipiellen Nachteil besitzen, daß der Informationsgehalt in bezug auf Neben-, Mehrfach- und Störechos verlorengeht. Es ist also eine ausgewogene Richtcharakteristik des Schallwandlers erforderlich, um speziell bei Geräten mit Meßinstrumentenanzeige Störechos auf ein Minimum zu beschränken.

Die energetische Bündelung der Richtcharakteristik ermöglicht außerdem die erforderliche Reichweite und erhöht die Zuverlässigkeit und die räumliche Auflösung. Zu beachten ist jedoch, daß sich die Charakteristik des Schallwandlers verringert, wenn er gleichzeitig zum Senden und Empfangen genutzt wird.

Aus dem Erfordernis der Richtcharakteristik, der angestrebten maximal zu ortenden Wassertiefe von 25 m und der mit der Frequenz erheblich zunehmenden Schallabsorption muß ein Kompromiß eingegangen werden, der sich optimal mit einer Sendefrequenz von 250 kHz lösen läßt.

Schallwandler

Als Ultraschallwandler kommt ein piezoelektrischer Dickenschwinger in Betracht, dessen Frequenz näherungsweise durch seine Dicke und das piezoelektrische Material und dessen Richtcharakteristik durch den Durchmesser, die Frequenz und die Schwingungsform bestimmt wird. Orientiert wurde auf einen kreisförmigen, ebenen piezoelektrischen Dickenschwinger aus der Vorzugsstufung von [1] mit einer Nennfrequenz von 250 kHz und einem Durchmesser von 31 mm. Der Öffnungswinkel seiner Richtwirkung beträgt etwa 28° und die 6-dB-Richtcharakteristik etwa 15° als Normalcharakteristik sowie etwa 8° bei Impulsechobetrieb.

Von großer Bedeutung für eine sichere Funktionsweise des Echolotgerätes ist außerdem der sachgemäße Einbau des Piezolanschwingers in ein Gehäuse und des kompletten Ultraschallwandlers im

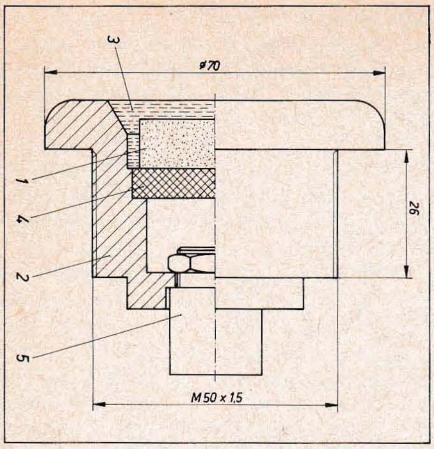


Bild 1: Aufbau des piezoelektrischen Schallwandlers
1. Piezolan-Schwinger (P 0300 ⌀ 00250), 2. Einbaugehäuse (Ms 58), 3. Vergußmasse (EGK 19), 4. Schaumstoffkern, 5. Anschlußstecker

Boot. Der Einbau des Ultraschallwandlers zu nahe am Bug und zu weit vom Kiel entfernt kann das „Verlieren" des Echosignals infolge des Eindringens von Luftblasen unter den Wandler zur Folge haben. In der Nähe des Hecks dagegen liegen u. U Strömungen, die z. B. vom Propeller herrühren, vor. Die Wahl der Einbaustelle hängt vom Typ des Bootes, des Rumpfaufbaus, der voraussichtlichen Geschwindigkeit und dergleichen ab und sollte in einem Abstand von etwa einem Drittel der Bootslänge vom Bug liegen.

Bild 1 zeigt schematisch den Ultraschallwandler. Da der Wandler nur in Meßrichtung empfindlich sein soll, wird nur eine Stirnfläche des Schwingers an das Wasser angekoppelt, während die andere Stirnfläche durch eine Luftschicht, vorzugsweise eine geschlossenporige Polyurethan-Schaumstoffscheibe, akustisch isoliert wird. Auf eine Isolierung der Mantelfläche wurde aus Gründen der mechanischen Robustheit verzichtet.

Die akustische Anpassung an das Wasser sowie die mechanische Befestigung der Piezolanscheibe im Messingeinbaugehäuse erfolgt mit Epoxidharz, obwohl Vergußmassen auf der Basis von Polychloroprenen günstiger erscheinen. Die Vergußmassenschichtdicke der dem Wasser zugewandten Stirnfläche der Piezolanscheibe muß ungefähr einem Viertel der Wellenlänge der Sendefrequenz in der Vergußmasse entsprechen, um eine optimale akustische Anpassung und damit eine merklich größere Bandbreite zu erreichen. Die konstruktive Lösung und Gestaltung des Ultraschallwandlers verursacht keine Störungen der Sendefrequenz durch Radialfrequenzen der Piezolanscheibe und Eigenresonanzen des Messingeinbaugehäuses.

Die äußeren Abmessungen für das Einbaugehäuse des Schallwandlers sind durch die bei Booten im allgemeinen übliche Leck- bzw. Flutschraube gegeben. Es ist gegen diese austauschbar, so daß keine zusätzliche Bohrung im Unterwasserbereich erforderlich ist. Selbstverständlich kann auch ein anderer, entsprechend geeigneter bzw. unter Umständen bereits vorhandener Ultraschallwandler, wie z. B. der bekannte 180-kHz-Schwinger nach dem Konstruktionsprinzip des VEB Funkwerk Köpenick, genutzt werden. Jedoch ist dann die entsprechende elektronische Anpassung erforderlich.

Schaltung

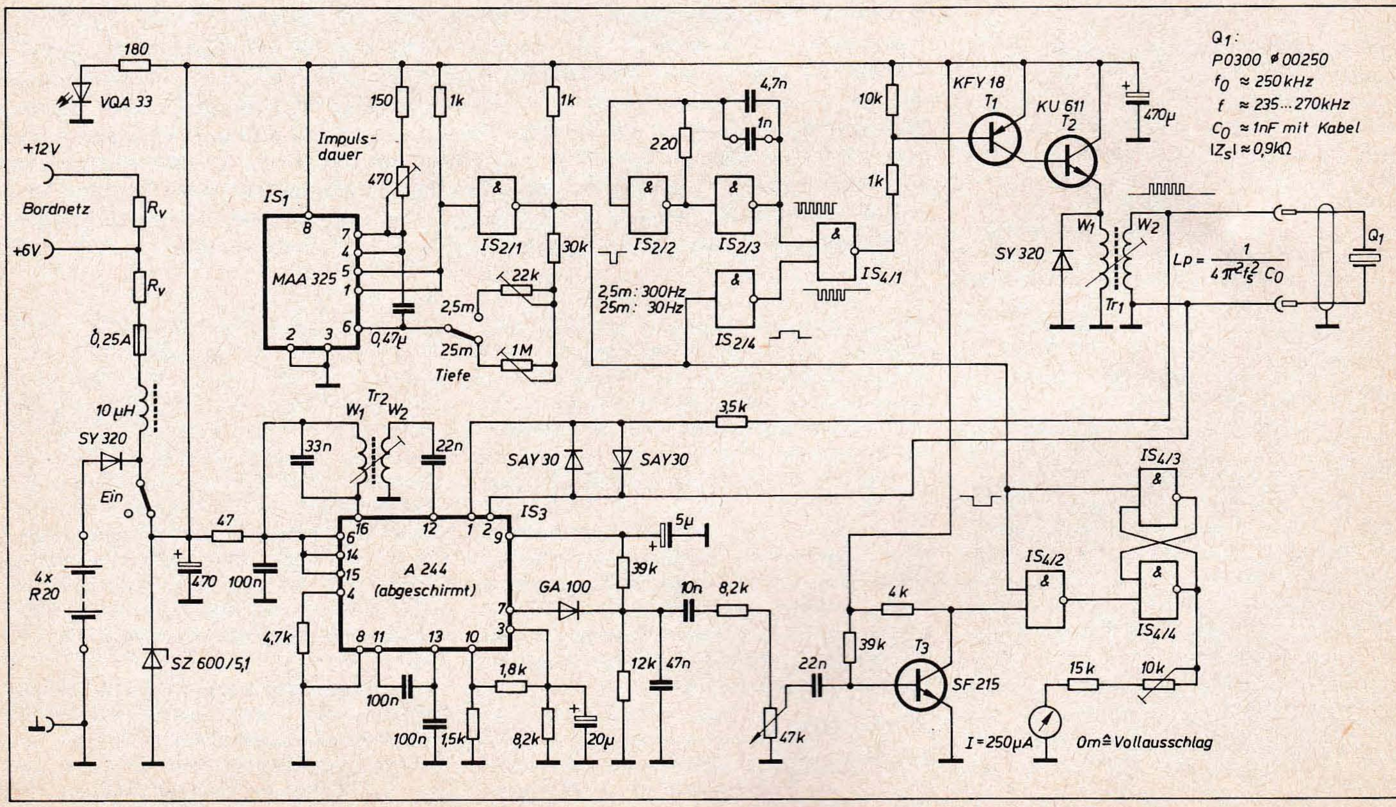
Bild 2 zeigt das gesamte Schaltbild des Kleinstecholotgerätes, das aus Sende-, Empfänger- und Anzeigeeinheit besteht. Diese Schaltung wurde unter Versuchsbedingungen getestet. Sie könnte durch gewisse Optimierungen noch verbessert werden, jedoch ergeben sich grundlegend bessere Parameter nur bei anderen konzeptionellen Lösungen und bei erheblich höherem Aufwand. Als Anzeigeeinheit wäre z. B. weiterhin ein tor- bzw. flip-flop-gesteuertes Digitaleinbauinstrument möglich. Das allerdings erscheint als technisch nicht gerechtfertigt, weil die prinzipielle und gerätetechnische Genauigkeit hierfür nicht ausreichend ist und der erforderliche Strombedarf nicht mehr mit dem angestrebten Batteriebetrieb harmoniert.

Die Stromversorgung basiert grundlegend auf einer Spannung von 6 V, die vorzugsweise durch vier Monozellen, aber auch durch ein 6-V- oder/und 12-V-Bordnetz des Bootes realisiert werden kann.

Sendeeinheit

Die Sendeeinheit besteht aus einem Impulsgeber, einem Frequenzgenerator und einem Leistungsverstärker. Der Impulsgeber wurde nach [2] realisiert, da dieser durch seine Spannungs- und Temperaturkompensation eine für die angestrebte Verwendung und die erforderliche Genauigkeit ausreichend stabile Taktfrequenz ermöglicht. Er besteht aus einer IS MAA 325 und zwei Gattern einer IS D 100 und liefert am Ausgang von $IS_{2/4}$ schmale positive Impulse. Mit einer Impulsdauer von etwa 200 µs bei einer Impulswiederholung von ungefähr 33,3 ms erhält man im Wasser eine Impulslänge von etwa 30 cm und eine maximale Reichweite von 25 m. Die Impulswiederholung ist auf 3,33 ms, d. h. auf eine Wassertiefe von 2,5 m, umschaltbar. Zur Verbesserung der Auflösung bzw. der optimalen Anpassung an die Einsatzbedingungen kann die Impulsdauer intern zwischen 80 und 250 µs variiert werden.

Bild 2: Schaltbild des Kleinstecholotgerätes
Tr_1: Schalenkern 22 × 13 Manifer [A_L = 63 nH/w²(Abgleichkern), w_1 = 3 Wdg. 1,0 CuL, w_2 = 90 Wdg. 0,25 CuL]
Tr_2: Schalenkern 14 × 8 Manifer [A_L = 250 nH/w² (Abgleichkern), w_1 = 24 Wdg. 0,1 CuL, w_2 = 3 Wdg. 0,1 CuL]



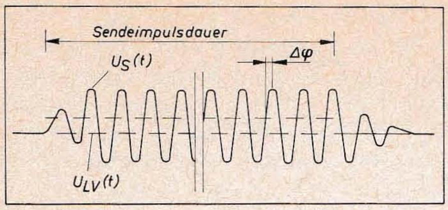


Bild 3: Verlauf der Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers und der Schwingerspannung

Der astabile Multivibrator mit zwei Gattern einer IS D 100 wurde [3] entnommen und erzeugt eine Rechteckspannung mit der Sendefrequenz von 250 kHz und ausreichender Frequenzkonstanz. Diese wird im Tor $IS_{4/1}$ von den Impulsen des Impulsgebers zu der Sendeimpulsfolge getastet, in einer Leistungsstufe, die aus einer Komplementär-Darlingtonschaltung von T_1 und T_2 besteht [3], verstärkt und mit dem Übertrager Tr_1 dem Ultraschallwandler angepaßt. Mit der Sekundärinduktivität dieses Übertragers wird zugleich die Kapazität des Wandlers kompensiert und somit seine Bandbreite erhöht. Diese Parallelkompensation ermöglicht zugleich eine Spannungstransformation, die auch bei geringen Betriebsspannungen die erforderliche akustische Ausgangsleistung gewährleistet, obwohl eine Reihenkompensation prinzipiell kürzere Einschwingzeiten erwarten läßt.

Das elektromechanische Schwingungssystem des Schallwandlers bewirkt außerdem, daß die Rechteckspannung des Verstärkers in eine sinusförmige Schwingerspannung umgeformt wird (Bild 3). Die entstehende Phasenverschiebung ist für diese Anwendung bedeutungslos.

Der Schwinger wird mit einem abgeschirmten, zweiadrigen symmetrischen Kabel und gebräuchlichen NF-Steckverbindern an die Sendeeinheit des Kleinstecholotgerätes angeschlossen. Unterschiedliche Kabellängen können in gewissen Grenzen mit der abgleichbaren Kompensationsinduktivität unter Beachtung der Sendefrequenz angepaßt werden.

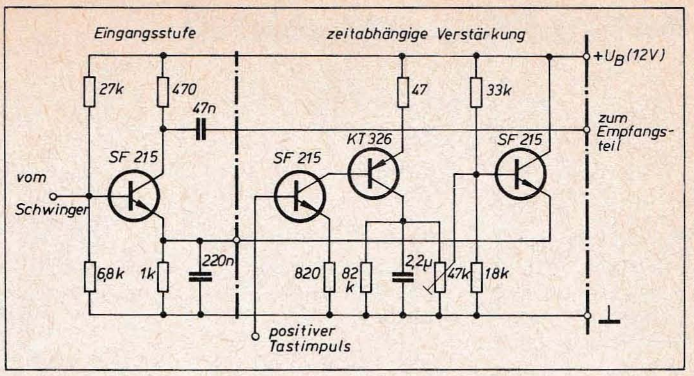
Empfängereinheit

Die Empfängereinheit besteht grundlegend aus der AM-Empfänger-IS A 244 D, die sehr empfindlich und deren Außenbeschaltung in Anlehnung an einen Normalfrequenzempfänger [14] relativ einfach ist.

Die IS A 244 D wird hierzu als Linearempfänger betrieben. Der Linearbetrieb erfolgt schaltungstechnisch durch eine statische Arbeitspunktverschiebung, d. h. die Multiplikation des Eingangssignals mit einer Gleichspannung. Auf ein Vorkreisfilter wurde auf Grund des stark frequenzselektiven piezoelektrischen Schwingers verzichtet.

Der relativ geringe Innenwiderstand der IS wirkt sich nicht nachteilig aus, weil er durch die sehr hohe Empfindlichkeit und den großen Regelumfang kompensiert wird.

Bild 4: Zeitabhängige Verstärkungsregelung nach [5] ▶



Zugleich ergibt sich hierdurch ein vorteilhaft geringes Eingangsrauschen des Empfängers.

Der Eingang der Empfänger-IS ist in bekannter Weise mit einem Vorwiderstand und antiparallelen Dioden gegen Überspannungen durch den Sendeimpuls und sehr starke Echosignale geschützt.

Extern schließt sich neben der schaltkreisspezifischen Außenbeschaltung ein einfacher Diodenmodulator an, der über ein Siebglied die Regelzeitkonstante der IS A 244 D steuert. Vor dem Empfindlichkeitsregler für die Verstärkungsregelung, der u. U. praktisch gar nicht erforderlich ist, befindet sich ein RC-Glied, durch das die Impulse, die länger sind als durch die Bandbreite des Empfängers definiert, als Impulsanstieg zu einem Ausgangssignal führen. T_3 stellt die Treiberstufe dar, die die Anpassung an die TTL-Pegel der Auswerteeinheit gewährleistet. Über den Anschluß 4 ließe sich z. B. mit einem als spannungsgesteuerten Widerstand geschalteten Feldeffekttransistor eine zeitabhängige Verstärkungsregelung realisieren, die besonders günstig ist, wenn die Anzeige digital oder mit einem Meßinstrument erfolgt, weil die Amplitude der verstärkten Echosignale unabhängig von der Tiefe ist, so daß sehr gut zwischen Nutz- und Störecho unterschieden werden kann.

Ergänzend soll hier im Bild 4 die Schaltung einer einfachen, aber wirkungsvollen zeitabhängigen Verstärkung in Anlehnung an [5] wiedergegeben werden, die sich vorteilhaft z. B. in die diskret realisierten Empfangsstufen von [6] [7] u. ä. einfügen läßt. Über den positiven Testimpuls, der den Sendeimpuls steuert, wird der 2-µF-Kondensator aufgeladen und damit die Verstärkung der Eingangsstufe reduziert, die bis zum nächsten Impuls durch die definierte Entladung des Kondensators wieder aufgehoben ist. Eine Eignung dieser Schaltung für obige Empfängereinheit wurde noch nicht untersucht.

Anzeigeeinheit

Die Anzeigeeinheit entspricht funktionell [8] und wurde schaltungstechnisch [7] entnommen. Sie besteht aus Gattern einer IS D 100 und stellt ein setzbares RS-Flip-Flop dar, das den Stromdurchfluß durch das Anzeigeinstrument in Abhängigkeit von den Echosignalen steuert. Es ergibt sich eine lineare Anzeige des Instrumentes, wobei der Endausschlag der minimalen Lottiefe, die durch die Sendeimpulsdauer („tote Zone") bestimmt ist, entspricht.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Kleinstecholotgerätes erfolgt vorteilhaft in einem kleinen schwenkbaren Kastengehäuse, das bis auf den Schallwandler alle elektronischen Funktionseinheiten einschließlich der Stromversorgung aufnimmt.

Der Anschluß des Ultraschallwandlers sowie der externen Stromversorgung an das Bordnetz erfolgt über eine NF-Steckverbindung der Serie 5/21 (TGL 31 428).

Hinsichtlich Inbetriebnahme und Abgleich des Kleinstecholotgerätes soll z. B. auf [7] verwiesen werden.

Abschließend sei noch erwähnt, daß die hier vorgestellte Konzeption und schaltungstechnische Realisierung vorwiegend auf die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten vorhandener IS orientiert und als Anregung – nicht als Bauanleitung – dienen soll.

Literatur

[1] Piezolan-Handbuch 1972 und Piezolan-Katalog 1976. Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf

[2] Kühne, H.: Einfacher temperatur- und spannungsstabiler Taktgenerator für TTL-Schaltungen. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 6, S. 179 und 180

[3] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1976

[4] Jüngling, H.: Eigenschaften und Einsatzmöglichkeiten der AM-Empfängerschaltung A 244 D. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 4, S. 212–216

[5] Bedienungsanleitung: Digilot 3000. Dremmen: Firma Pekraton 1970

[6] Ruser, D.; Pustlauk, G.: Kleinstecholot. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 5, S. 295–300

[7] Schirrmeister, E.: Ein Sonargerät mit wenig Aufwand (I und II). Poseidon 13 (1975) H. 1, S. 29–31; H. 2, S. 86–88

[8] Elektronisches Echolot für den Fischfang. Funktechnik 14 (1959) H. 21, S. 765 und 766

Suche preisgünstig
Oszi. E 01/7
oder ähnlichen Typ mit Zubehör.
KURZ, 1603 Eichwalde, Puschkinallee 70

Fachmann übernimmt
Handwerksbetrieb
in der Elektronikbranche (Kauf oder Pacht), Gegend gleich.
Filiale 218 050 DEWAG, 1054 Berlin

Zur Beachtung!
Ab sofort erreichen Sie uns unter der neuen Rufnummer **2 70 32 90**
DEWAG *Berlin, Anzeigenzentrale*
1026 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31

Aktive Frequenzweichen

HANNO REIMANN

Im folgenden Beitrag werden anhand von einfachen Rechnungen und Betrachtungen Hoch- und Tiefpässe vierten Grades entworfen, die zu aktiven Frequenzweichen für die Musikelektronik (Cross-over-Technik) zusammengeschaltet werden können.

Aktive Frequenzweichen (Cross-over, im folgenden mit C.O. abgekürzt) verwendet man vorrangig in mehrkanaligen Übertragungsanlagen der Musikelektronik. Der Vorteil ihrer Anwendung liegt in

- der optimalen Aufteilung in mehrere Frequenzbänder vor den Leistungsendstufen
- der optimalen Leistungsaufteilung je Frequenzband und damit Leistungsanpassung des Systems Endstufe – Lautsprecher, wodurch Überlastungsausfälle vor allem bei Mittel- und Hochtonlautsprechern stark reduziert werden
- der Vermeidung von kupferintensiven Leistungsfrequenzweichen.

Tafel 1: Gebräuchliche Lautsprecherkombinationen

Einwegsystem (ohne C.O.):	
alle Kompaktboxen, Moskitoboxen, Booseboxen	
Zweiwegsystem:	
a) Baß/Mitten Höhen	– direkt abstrahlende Box – Kalotten- oder Druckkammerstrahler
b) Baß	– spezielle Baß-Systeme (Reflexbox, Umkehrbox)
Mitten/Höhen	– direktabstrahlende Box mit Piezo-Hochtönern
Dreiwegsystem:	
Baß	– Umkehrbox
Mitten	– direktabstrahlende Box mit Mittel/Hochtöner in Verbindung mit passiver Weiche
Höhen	– Druckkammersystem
Vierwegsystem:	
Baß	– Umkehrbox
Tiefen	– direktabstrahlende oder kleinere Umkehrbox
Mitten	– Druckkammersystem mit großem Exponentialtrichter
Höhen	– Druckkammersystem mit kleinem Exponentialtrichter

Um die nötigen Frequenzbereiche festlegen zu können, benötigt man die Bandbreiten der Lautsprechersysteme.

Beispiele

Baß-Systeme:	
große Umkehrbox	40...150 Hz
kleine Umkehrbox	80...400 Hz
Mittensysteme:	
Druckkammersystem	
mit großem Exponentialtrichter	400 Hz...16 kHz
mit kleinem Exponentialtrichter	600 Hz...11 kHz
mit „Lippen"-Trichter	2...4 kHz
Hochtonsysteme	
Druckkammersysteme	7...20 kHz
Kalottensysteme	4...18 kHz

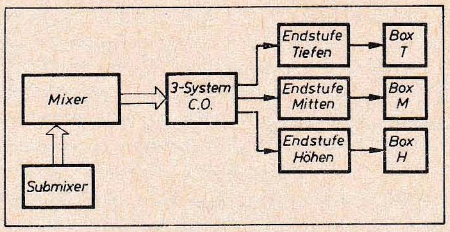


Bild 1: Einfügung des aktiven Filters (C.O.) in die Übertragungsanlage

Aus anlagenspezifischen Gründen ist die Wahl der Systemanzahl (z. B. zweifach: Tiefton – Mittel-/Hochton, dreifach: Tiefton – Mittelton – Hochton) kaum noch von subjektiven Faktoren wie z. B. dem Hörempfinden abhängig zu machen, sondern wird in erster Linie von der Wahl der Lautsprechersysteme bestimmt. Das bedeutet, daß beim Einsatz von breitbandigen Lautsprechersystemen mit einer geringen Systemzahl, aber mit schlechtem Abstrahlungswirkungsgrad, beim Einsatz von schmalbandigen Lautsprechersystemen mit einer höheren Systemzahl und einem guten Abstrahlungswirkungsgrad zu rechnen ist. Die Tafel 1 gibt einige gebräuchliche Zusammenstellungen.

Bild 1 zeigt schematisch die Einfügung eines Dreisystem-C.O. in die Übertragungsanlage.

Um die Wahl der Trennfrequenzen dem Anwender zu überlassen, wird ein universelles C.O.-Bausteinsystem entwickelt, mit dem es möglich ist, alle Bedingungen, die durch die Wahl gebräuchlicher Lautsprechersysteme gestellt werden, weitestgehend zu erfüllen. Weitere Kriterien sind

- Batteriebetrieb zur Vermeidung von Erdschleifen
- Integrationsfreundlichkeit
- Eingangsimpedanz $Z_e = 1\ M\Omega$, Ausgangsimpedanz $Z_a = 100\ \Omega$, maximale Ausgangsbelastung $Z_{a\,min} = 10\ k\Omega$
- Verwendung von Filtern vierten Grades und einer Filtergüte von $Q = 1$.

Um einen stromarmen Betrieb zu ermöglichen, muß auf die Verwendung von Operationsverstärkern als aktive Elemente verzichtet werden. Zur Gewährleistung einer hohen Aussteuerbarkeit werden die diskret aufgebauten Verstärkerstufen mit aktiven Arbeitswiderständen versehen. Um die Forderung eines extrem flachen Amplitudenverlaufes des Filterfrequenzganges zu verwirklichen, wird eine Charakteristik nach Butterworth gewählt. Durch die Wahl des Gütefaktors $Q = 1$ ergibt sich ein Verstärkungsbedarf des aktiven Schaltungsteils von $V = 1$, so daß sich mit einem Darlington-Emitterfolger, bestehend aus zwei gleichen Transistoren mit einer angenommenen Verstärkung von $h_{21} = 100$, schon eine Gesamtstromverstärkung von $h_{21}' = h_{21}^2 = 10^4$ und damit eine Spannungsverstärkung von

$$A_u \approx \frac{(1 + h_{21})R_L}{(1 + h_{21})R_L + h_{21}} \approx 0{,}9901 \qquad (1)$$

bei

$$R_L = 10^2\ \Omega$$

ergibt.

Zur Verbesserung der Temperaturabhängigkeit und des Rauschens wird der Emitterstrom des ersten Transistors teilweise vom Widerstand R_1 (Bild 2) übernommen. Bei einer angenommenen Stromverstärkung $\beta_{T2} = 2{,}5 \cdot 10^2$ ergibt sich nach [1] ein Wert von $R_1 = 15\ k\Omega$, bei $\beta_{T2} = 10^2$ erhält man einen Wert von $R_1 = 6{,}8\ k\Omega$.

Bild 2 zeigt das Grundverstärkerelement mit einer Spannungsverstärkung von $V = 1$. Der aktive Arbeitswiderstand, gebildet durch die Konstantstromquelle mit R_2, T_3 und T_4, besitzt bei einem geringen Gleichspannungsabfall einen hohen differentiellen Innenwiderstand und verbessert damit die Aussteuerbarkeit des Darlington-Emitterfolgers auf einen Wert von $U_{Ass} \leq U_B - 2U_{BE}$ [1].

Um die Übersteuerung erst bei +6 dBm = 1,55 V(eff) einsetzen zu lassen, ist eine Mindestbetriebsspannung von $U_B = 1{,}55 \cdot 2{,}8\ V + 1{,}4\ V \approx 6\ V$ erforderlich.

Unter Berücksichtigung einer hohen Batterieausnutzung wird eine Versorgungsspannung von $U_B = 9\ V$ gewählt. Die Temperaturstabilität des von T_4 gelieferten Stromes hängt im wesentlichen (thermische Kopplung von T_3 und T_4 vorausgesetzt) nur vom

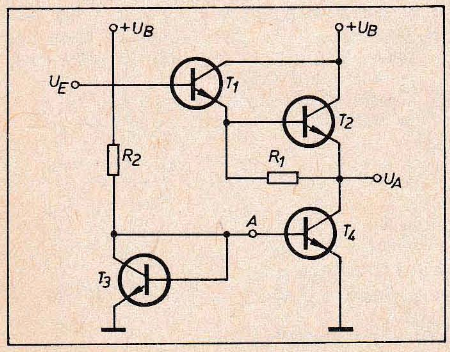


Bild 2: Grundelement für den Aufbau der Filter

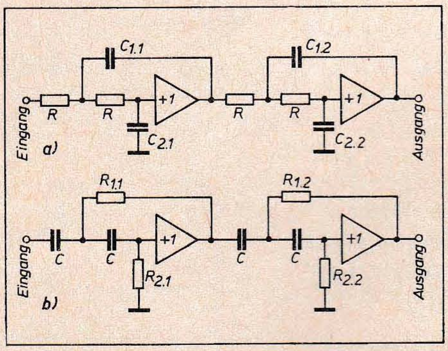


Bild 3: Filter vierten Grades. a) Tiefpaß; b) Hochpaß

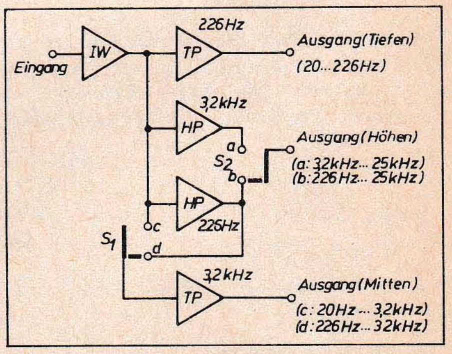


Bild 4: Blockschema eines umschaltbaren 2/3-System-C.O.

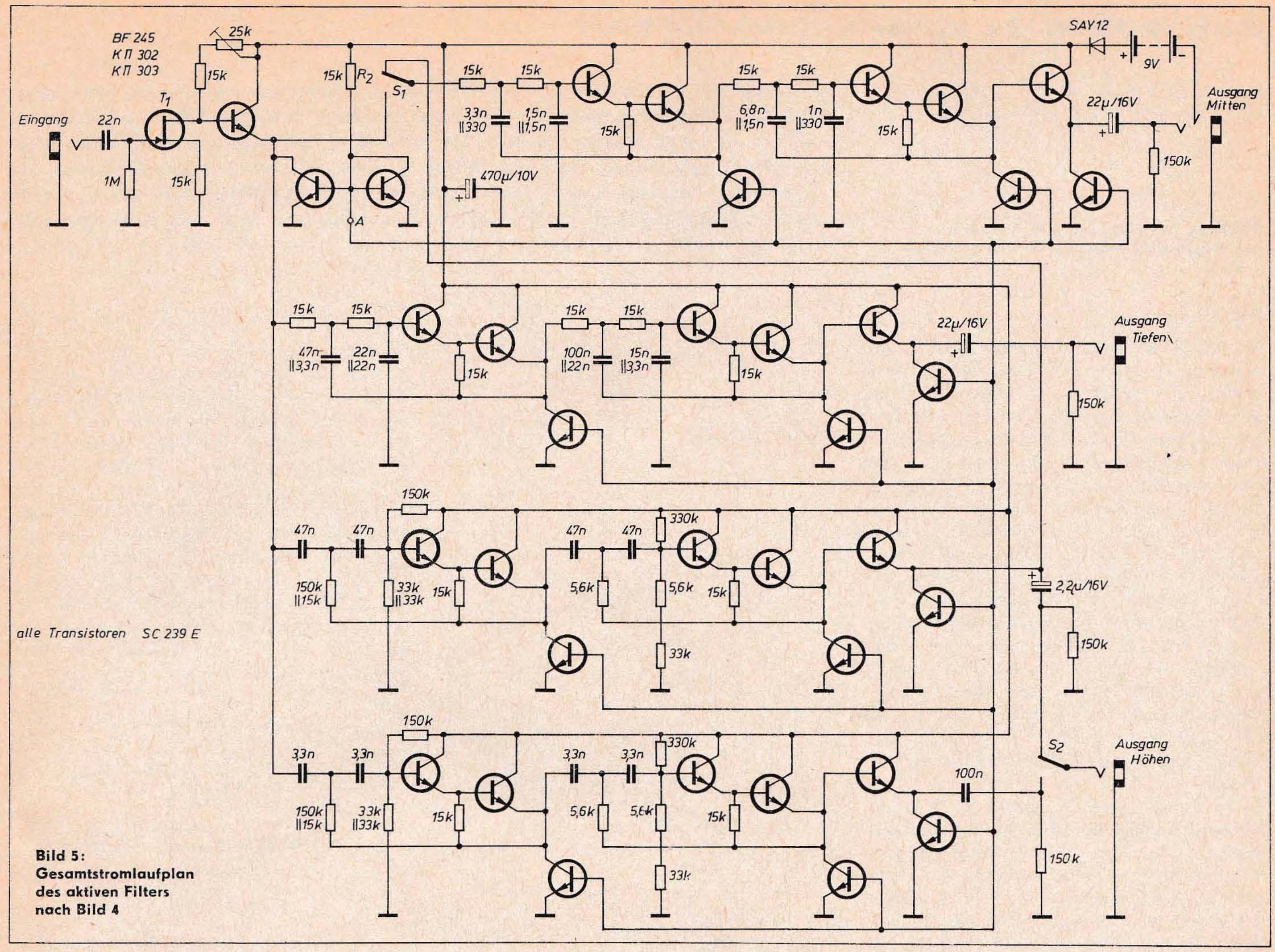


Bild 5: Gesamtstromlaufplan des aktiven Filters nach Bild 4

Temperaturkoeffizienten des Widerstandes R_2 ab. Das bedeutet, daß ein Metallschichtwiderstand der Baureihe 11 oder 250 TK bzw. ein Schichtwiderstand der Baureihe 23.207 oder 23.209 für R_2 eingesetzt werden muß [2]. Um nicht für jede Konstantstromquelle einen getrennten Widerstand R_2 und Transistor T_3 verwenden zu müssen, werden die Basen der Transistoren T_4 (Bild 2) am Punkt A zusammengefaßt, so daß R_2 und T_3 nur einmal in der gesamten Schaltung vorhanden sind.

Mit diesem nichtinvertierenden Verstärker mit einer Verstärkung von $V = 1$ werden Filtergrundglieder zweiten Grades realisiert, die durch Reihenschaltung zu Filtern vierten Grades (Tiefpaß, Hochpaß) zusammengefügt werden. Bild 3 zeigt das Tiefpaß- und Hochpaßglied vierten Grades.

Um für die Widerstände R (Bild 3a) und die Kondensatoren C (Bild 3b) bei gleicher Trennfrequenz Normwerte zu bekommen, werden in den Beziehungen

$$C_i = \frac{1}{\omega_0 R_i} \qquad (2)$$

$$R_k = \frac{1}{\omega_0 C_k} \qquad (3)$$

R und C vorgegeben, und es wird die entsprechende Trennfrequenz berechnet. Dabei ergeben sich ungerade Frequenzwerte. Im vorliegenden Fall besitzt das jedoch keine Bedeutung, während die Verwendung von Widerständen und Kondensatoren aus der Normreihe einen wesentlichen Vorteil mit sich bringt.

Tafel 2: Filterwerte für ausgewählte Trennfrequenzen

f_c	106 Hz	226 Hz	2,3 kHz	3,2 kHz	4,8 kHz	7 kHz	
R	15 kΩ						
$C_{1.1}$	108 nF	50 nF	5 nF	3,6 nF	2,4 nF	1,6 nF	TP
$C_{1.2}$	261 nF	123 nF	12 nF	8,6 nF	5,8 nF	3,9 nF	
$C_{2.1}$	92 nF	43 nF	4,3 nF	3,0 nF	2,0 nF	1,4 nF	
$C_{2.2}$	38 nF	18 nF	1,8 nF	1,3 nF	840 pF	570 pF	
$R_{1.1}$	13,9 kΩ						HP
$R_{1.2}$	5,7 kΩ						
$R_{2.1}$	16,2 kΩ						
$R_{2.2}$	39 kΩ						
C	100 nF	47 nF	4,7 nF	3,3 nF	2,2 nF	1,5 nF	

Zuerst wird der Tiefpaß berechnet. Die dazugehörigen Kondensatorwerte C_k werden nach folgenden Zusammenhängen berechnet:

$$C_1 = \frac{2Q}{\omega_0 R} \qquad (4)$$

$$C_2 = \frac{1}{2QR\omega_0} \qquad (5)$$

Für den ersten Tiefpaß zweiten Grades ergibt sich $Q_1 = 0{,}5412$ und für den zweiten $Q_2 = 1{,}30656$, um eine Gesamtgüte von 1 zu erreichen [1].

Für die Ermittlung der äquivalenten Widerstandswerte R_k des Hochpasses gilt wiederum Gl. (3). Tafel 2 gibt für einige auf diesem Weg ermittelte Trennfrequenzen die vollständigen Filterbemessungen an. Um die hohe Eingangsimpedanz von $Z_e = 1\,M\Omega$ zu verwirklichen, wird eine Vorstufe mit einem Sperrschicht-FET verwendet, dem als Spannungsfolger zum niederohmigen Ansteuern der Filter eine Kollektorstufe mit aktivem Arbeitswiderstand nachgeschaltet wird.

Die Verstärkung der Vorstufe sollte im Bereich von $V = 1 \ldots 1{,}5$ einstellbar sein, um die etwas von 1 abweichende Grundverstärkung der Filterglieder zu kompensieren. Als Ausgangsstufen werden zur Entkopplung der Filter weitere Emitterfolger mit aktivem Arbeitswiderstand verwendet.

Im Bild 4 ist das Blockschema eines umschaltbaren 2/3-System-C.O. dargestellt, die Gesamtschaltung zeigt Bild 5. Die Schaltung benötigt einen Strom von 16 mA. Durch Vergrößerung des Widerstandes R_2 (Bilder 2 und 5) kann der Stromverbrauch weiter auf Kosten der oberen Grenzfrequenz und der Ausgangsbelastbarkeit gesenkt werden. Beim probeweisen Aufbau der Schaltung wurde eine gute Übereinstimmung mit der Rechnung festgestellt, wobei nur die Aussteuerungsgrenze, die 3-dB-Eckfrequenzen und der Filterabfall bzw. -anstieg kontrolliert wurden. Auf Grund seines Verstärkungsfaktors von V = 1 ist der Rauschbeitrag des C.O. zum Rauschen der Gesamtanlage vernachlässigbar.

Literatur

[1] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976

[2] Falk, B.: Bauelementeinformationen 6. Schichtwiderstände Baureihe 23. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 6, S. 377 und 378

Automatisches Stehwellenmeßgerät

Dr.-Ing. BORIS WITSCHEV und
Dipl.-Ing. STEFAN DERWISCHEV

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik der Bulgarischen Akademie der Wissenschaften

Im Beitrag wird die Funktion eines automatischen Stehwellenmeßgerätes bei Benutzung einer Meßleitung beschrieben. Das Mustergerät besitzt zwei grundsätzliche Vorteile im Vergleich zu konventionellen Geräten. Mit Hilfe eines Speichers und durch Betätigung eines Startknopfes wird eine automatische Kalibrierung des Anzeigeinstrumentes im Maximum der Stehwelle erreicht. Durch Umschaltung eines Widerstandsteilers wird eine automatische Bereichswahl ermöglicht. Die Ausgangsspannung ist dem Stehwellenkoeffizienten in Dezibel proportional.

Problemstellung

In der Hochfrequenztechnik nimmt die Messung des Stehwellenverhältnisses (SWR) eine besonders wichtige Rolle bei der Untersuchung, Abstimmung und Anpassung der Mikrowellenkomponenten und Mikrowellenübertragungsleitungen ein. Die manuelle Kalibrierung des SWR-Meters, die bei jeder Messung des Stehwellenverhältnisses sowie bei der Handumschaltung des Meßbereiches und dem Übergang von der expandierten nur normalen Skale erfolgen muß, nimmt beachtliche Zeit in Anspruch und erschwert die Arbeit des Experimentators. Mit dem beschriebenen automatischen Meßgerät wird die Produktivität und Genauigkeit bei der Messung des Stehwellenverhältnisses erhöht, indem die bei konventionellen Geräten charakteristischen Vorgänge wesentlich verkürzt werden können.

Es ist bekannt, daß in jedem Punkt einer Übertragungsleitung das elektromagnetische Feld als Summe zweier sich in gegenüberliegender Richtung verbreitender Wellen dargestellt werden kann – hinlaufende Welle mit der Intensität des elektrischen Feldes E_i und reflektierte Welle mit der Intensität E_r. Die Überlagerung der beiden elektromagnetischen Wellen führt zur Bildung einer stehenden Welle in der Übertragungsleitung. Das Stehwellenverhältnis S_v wird als Verhältnis der Spannungen E_{max} und E_{min} im Maximum und Minimum der Stehwelle berechnet.

$$S_v = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \sqrt{\frac{U_{SL\,max}}{U_{SL\,min}}} \quad \text{und} \quad S_{dB} = 20 \lg S_v \tag{1}$$

wobei S_{dB} das in Dezibel ausgedrückte Stehwellenverhältnis ist.

Eine der verbreiteten Methoden zur Messung von Stehwellenverhältnissen [1] beruht auf der Benutzung einer Meßleitung SL, die unmittelbar vor die Last Z_L (Bild 1) geschaltet wird. Die Spannung U_{SL} am Ausgang der Detektordiode D der Sonde hängt quadratisch von der Spannung E ab und wird an das Meßgerät, dessen Skale nach Gl. (1) kalibriert ist, geführt. Man geht dabei folgendermaßen vor: die Sonde wird ins Maximum der Stehwelle geführt, und das Meßgerät wird kalibriert, indem die Verstärkung reguliert wird, bis der Zeiger des Anzeigeinstrumentes die Endteilung der Skale entsprechend $S_v = 1$ erreicht. Durch die Weiterbewegung der Sonde findet man das Minimum der Stehwelle, und entsprechend den Anzeigen des Indikators der betreffenden Skale wird das Stehwellenverhältnis direkt abgelesen.

In diesem Beitrag wird eine Methode sowie die Schaltung einer automatischen Einrichtung zur Messung des Stehwellenkoeffizienten in Mikrowellenübertragungsleitungen bei Verwendung von Meßleitung, Signalbearbeitungsschaltung, Speicher und Widerstandsteiler, gesteuert von Komparatoren, beschrieben. Das Gerät ermöglicht eine schnelle automatische Kalibrierung im Maximum der Stehwelle an der Endteilung der Anzeigeskale [2] und ein automatisches Wählen des Meßbereiches.

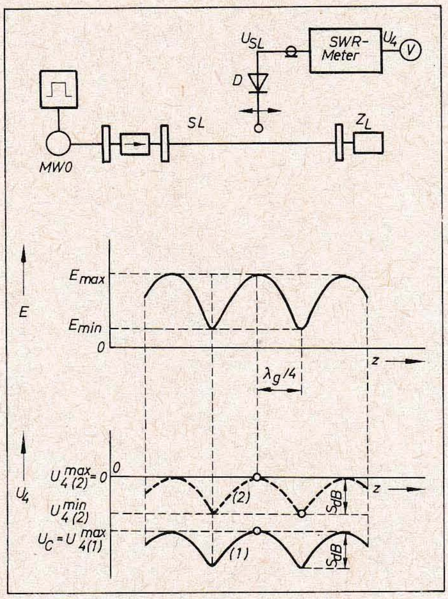


Bild 1: Messung des Stehwellenverhältnisses mit einer Meßleitung (SL)

Vereinfachtes Prinzipschaltbild

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Gerätes. Die Spannung der Detektordiode wird an den Wechselstromverstärker gelegt, vom Widerstandsteiler 10 reduziert, im Selektivverstärker verstärkt und vom Logarithmiergleichrichter gleichgerichtet, so daß die Ausgangsspannung U_3 nach der Gleichung

$$U_3 = -K_3 \lg (10^{-m} K_1 K_2 U_{SL}) \tag{2}$$

berechnet werden kann. K_1, 10^{-m}, K_2 und K_3 sind die Übertragungskoeffizienten der Blöcke 1; 10; 2 und 3. Der Widerstandsteiler 10 dient der Meßbereichswahl des SWR-Meters. Mit Hilfe einer aufeinanderfolgenden Änderung des Radikanten von $m = 4$ auf die Werte $m = 3$; 2; 1 oder 0 wird gewährleistet, daß die Ausgangsspannung U_4 stets in bestimmten Grenzen bleibt. Die Spannung U_3 wird mit U_8 von der Referenzspannungsquelle 8 und mit U_5, der Ausgangsspannung des Umschalters 5, im Summierer addiert, dessen Ausgangsspannung U_4 dem Logarithmus der Eingangsspannung proportional ist.

$$U_4 = \left(-\frac{R_4}{R_2}U_3 + \frac{R_4}{R_3}U_8 + \frac{R_4}{R_1}U_5\right) = -K_L\left(10 \lg \frac{U_0}{U_{SL}} + 10m - 10 \lg K_1K_2\right) - U_5 \tag{3}$$

wobei für die Elemente der Schaltung folgende Bedingungen gelten:

$$R_1 = R_4;\ R_2 = R_3$$
$$U_8 = K_8 \lg U_0 = \text{konst.};\ K_8 = K_3 \tag{3a}$$

und der Ausdruck $K_L = 0{,}1\,K_3R_4/R_2$ der Übertragungskoeffizient des SWR-Meters ist.

Die Spannung U_4 wird über den ersten Schalterteil 51 des Umschalters 5, der in der Stellung (1) geschaltet ist, zum Speicher 6 geführt, der den Kondensator C und den als Elektrometerverstärker geschalteten Operationsverstärker enthält, wodurch ein extrem hoher Eingangswiderstand erzielt wird. Unter Beachtung der Anzeige des Voltmeters 15 findet man durch Führung der Sonde das Maximum der Stehwelle, bei dem der Kondensator C bis zur Ausgangs-

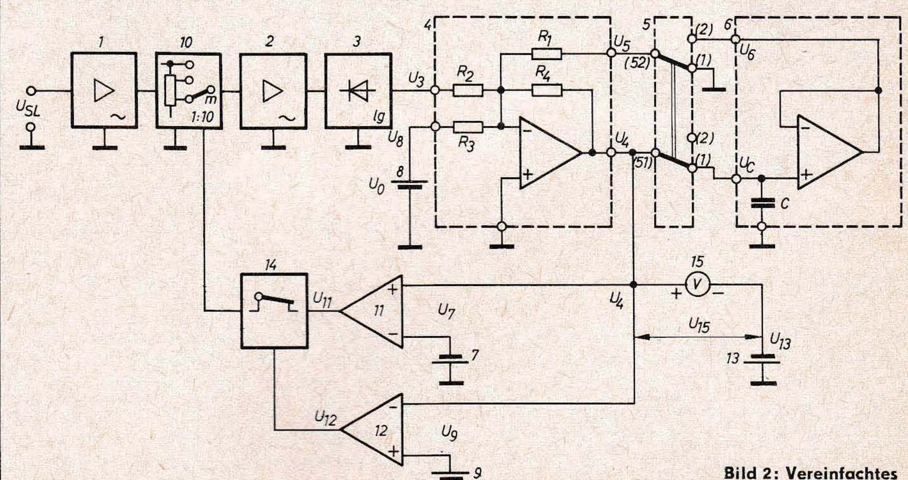


Bild 2: Vereinfachtes Prinzipschaltbild

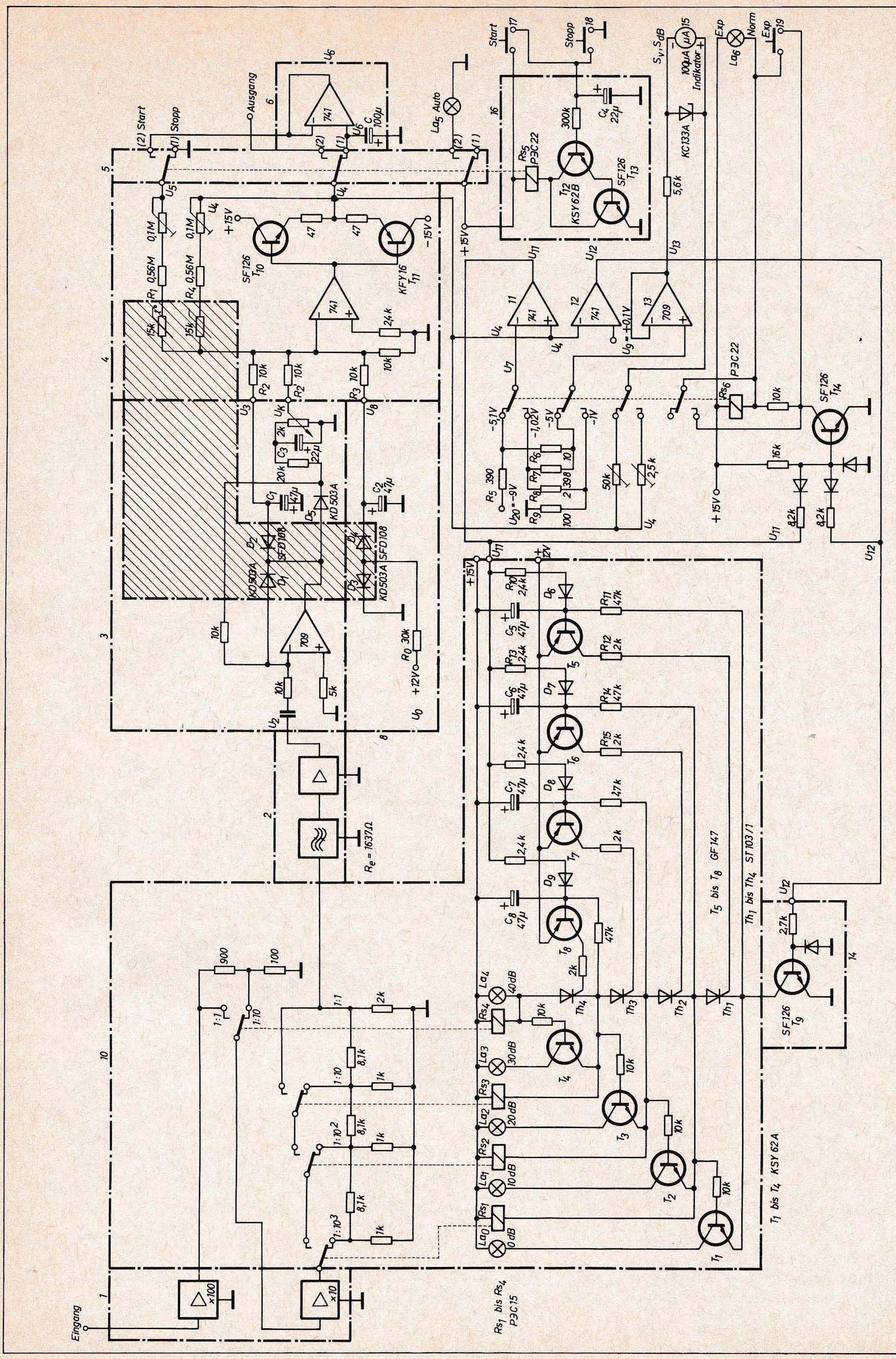


Bild 3: Wichtigste Baugruppen des automatischen SWR-Meters

spannung des Summierers aufgeladen wird.

$$U_C = U_{4(1)\,max} = -K_L\left(10\lg\frac{U_0}{U_{SL\,max}} + 10m_{max} - 10\lg K_1K_2\right) \qquad (4)$$

Man muß beachten, daß die Spannung am Ausgang 52 des Umschalters 5 in Stellung (1) $U_{5(1)} = 0$ ist.
Steht die Sonde auf dem Maximum der Stehwelle, wird das SWR-Meter kalibriert, indem der Schalter 2 in Stellung (2) gebracht wird. Die Spannung U_6 nimmt den vom Kondensator C gespeicherten Wert an [s. Gl. (4)] und wird an den ersten Eingang des Summierers gelegt.

$$U_{5(2)} = U_6 = U_C = U_{4(1)max} \qquad (5)$$

Da $R_4 = R_1$ ist, kompensiert die gespeicherte Spannung U_6 die Spannung $U_{4(1)max}$, die vor der Betätigung der Schalter eingestellt wurde, was aus der Betrachtung der Gln. (3) und (5) entnommen werden kann. In diesem Fall wird die Ausgangsspannung $U_{4(2)max} = 0$, was den Werten von $S_{dB} = 0\,dB$ und $S_v = 1$ entspricht.
Damit der Zeiger des Voltmeters 15 bis zur beim SWR-Meter üblichen Endteilung gebracht wird, wird das Meßinstrument zwischen den Summierausgang und die Referenzspannungsquelle $U_{13} = U_{100}$ geschaltet, d. h. $U_{15\,max} = U_{4(2)max} - U_{13} = -U_{100}$.
Nach der oben beschriebenen Kalibrierung wird die Sonde in das Minimum der Stehwelle geführt und von der Ausgangsspannung $U_{4(2)min}$ und der vom Voltmeter angezeigten Spannung $U_{15\,min}$ das Stehwellenverhältnis in Dezibel oder in undimensionalen Größen entsprechend Gl. (1) berechnet.

$$\begin{aligned} U_{4(2)min} &= -K_L\left[10\lg\frac{U_{SL\,max}}{U_{SL\,min}} + 10(m_{min} - m_{max})\right] \\ &= -K_L[S_{dB} + 10(m_{min} - m_{max})] \\ &= -K_L[20\lg S_v + 10(m_{min} - m_{max})] \qquad (6) \end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned} U_{15(2)min} &= -K_L[S_{dB} + 10(m_{min} - m_{max})] - U_{100} \\ &= -K_L[S_{dB} + 10(m_{min} - m_{max}) - 10] \\ &= -K_L[20\lg S_v + 10(m_{min} - m_{max}) - 10] \qquad (7) \end{aligned}$$

wobei ein voller Ausschlag des Meßinstrumentes 15 auf der Normalskale $S_{dB} = 10\,dB$ oder $U_{100} = -10K_L$ entspricht. Aus den Gln. (6) und (7) erhält man das Gesetz zum Graduieren der Skalen des SWR-Meters:

$$S_{v,N} = 10^{0,5\,(m_{max} - m_{min} + 1 - 0,01\,\alpha_{min})}$$

und

$$S_{dB,N} = 10(m_{max} - m_{min} + 1 - 0,01\alpha_{min}) \qquad (8)$$

wobei $\alpha_{min} = 100U_{15\,min}/U_{15\,max}$ der prozentuale Ausschlag des Zeigers im Minimum der Stehwelle ist.
Besitzt die Differenz der Radikanten den Wert $m_{max} - m_{min} = 0;\ 2;\ 4$, wird der Stehwellenkoeffizient auf der ersten Skale in den entsprechenden Intervallen 1...3,16; 10...31,6 und 100...316 abgelesen, während er bei $m_{max} - m_{min} = 1;\ 3$ im Meßbereich von 3,16...10 und 31,6...100 (bei einem idealen quadratischen Verlauf der I-U-Kennlinie der Diode D und bei rauscharmem Eingang) abgelesen wird.
Bei einer fünffachen Erhöhung der Empfindlichkeit des Meßwerkes 15 wird die Messung mit expandierter Skale im Bereich des Stehwellenverhältnisses 1...1,26 ermöglicht, was einer Änderung von 0 auf 2 dB bei Änderung von α_{min} von 100 auf 0 % entspricht. In diesem Fall ist $U_{13} = U_{100}/5 = -U_{15\,max\,exp}$. Die expandierte Skale wird nach dem Gesetz

$$S_{v,\,exp} = 10^{0,1\,(1 - 0,01\,\alpha_{min})}$$
$$\text{und} \quad S_{dB,exp} = 2(1 - 0,01\,\alpha_{min} \qquad (9)$$

geeicht.
Aus den Gln. (8) und (9) folgt, daß die vorgelegte Schaltung außer der schnellen und genauen Kalibrierung als besonderes Merkmal die lineare Abhängigkeit zwischen dem angezeigten Wert α_{min} und dem gemessenen Stehwellenverhältnis in Dezibel S_{dB} durch die Verwendung eines logarithmischen Gleichrichters aufweist. Das erlaubt eine Anzeige mit linearer Skale, was letzten Endes zur Erleichterung der Bestimmung des Maximums der Stehwelle und zur Erhöhung der Ablesegenauigkeit führt. Die Ausgangsspannung, die dem in Dezibel gemessenen Stehwellenverhältnis proportional ist, kann hierbei an einen X-Y-Schreiber gelegt werden.

Gerätekonzeption

Zur Erklärung der wichtigsten Blöcke des automatischen SWR-Meters dient die im Bild 3 gezeigte vereinfachte Schaltung. Der Vorverstärker 1 mit dem Eingangswiderstand von 10 kΩ besteht aus zwei Verstärkern mit 100- und 10facher Verstärkung, die mit rauscharmen Transistoren aufgebaut sind. Die beiden Verstärker sind über die Kontakte des Relais Rs_4 und einen 1:10-Widerstandsteiler miteinander verbunden. Nach dem Vorverstärker 1 wird der Widerstandsteiler 10 geschaltet, der durch die stufenweise Einschaltung der Kontakte der Relais Rs_1, Rs_2 und Rs_3 einen variablen Übertragungskoeffizienten erhält. Die Spannung U_2 wird nach dem Selektivverstärker 2 an den Eingang des logarithmischen Gleichrichters 3 [3] gelegt. Hier wird die exponentielle U-I-Charakteristik der Siliziumdiode D_1 für positive Eingangssignale benutzt. Die Spannung U_3 am Kondensator C_t ist dem Logarithmus der verstärkten Eingangsspannung gemäß Gl. (2) proportional, und die Spannung U_K, die gleichzeitig mit der Spannung U_3 am Eingang des Summierers 4 angelegt wird, kompensiert den linearen Anteil in der logarithmischen Abhängigkeit. Von der Spannung U_0, dem Widerstand R_0, den Dioden D_3 und D_4 und dem Kondensator C_2 wird die Stützspannung U_8 gebildet. Zur Temperaturkompensation wurden Diodenpaare D_1, D_3 und D_2, D_4 mit annähernd gleicher U-I-Charakteristik verwendet. Um die Temperaturänderung des Maßstabanteiles der Diodencharakteristik zu kompensieren, wurden vor die Widerstände R_1 und R_4 gleiche Thermoresistoren geschaltet. Die Dioden und Thermistoren wurden zum Temperaturausgleich in einen gemeinsamen Radiator eingesetzt.
Der vorhandene, aus T_{10} und T_{11} zusammengesetzte Emitterfolger am Ausgang des Summierers ermöglicht eine schnelle Umladung des Speicherkondensators C während der Übergangsprozesse in der Schaltung. Die Kontakte des Relais Rs_5 haben die Aufgabe des Zweipositionsumschalter 5. Mit Betätigung des Startknopfes 17 werden die Transistoren T_{12} und T_{13} am Zeitschalter 16 geöffnet, Rs_5 schaltet ein, und seine Arbeitskontakte unterbrechen die Verbindung des Speicherkondensators C mit dem Summierer. Gleichzeitig kompensiert die Spannung U_6 am Ausgang des Speichers 6 die Ausgangsspannung des Summierers, d. h., das Maximum der Stehwelle wird an der Endskalenteilung des Meßinstrumentes 15 kalibriert. Dieser Zustand des Relais Rs_5 wird für eine für die Messung vollkommen ausreichende Zeitspanne von 30 s beibehalten. Für den Fall, daß die Messung früher durchgeführt wird, kann die automatische Kalibrierung mit dem Stoppknopf 18 ausgeschaltet werden.

Die Schwellspannungen U_7 und U_{13} am Anzeigesystem 15 werden vom Spannungsteiler R_5 bis R_9 abgegriffen, der mit der Stützspannung U_{20} gespeist wird. Die Änderung der Empfindlichkeit des Anzeigeinstrumentes 15 für die normale und expandierte Skale sowie die Änderung der Spannungen U_7 und U_{13} werden durch Umschaltung von einigen Kontaktgruppen des Relais Rs_6 verwirklicht. Die Betätigung des Steuerknopfes 19 zur Umschaltung auf die expandierte Skale führt, falls T_{14} leitet, zur Selbsthaltung der Kontakte des Relais Rs_6. Die Überschreitung der Ausgangsspannung U_4 über die Grenzen der Schwellspannungen −1,02 V und +0,1 V führt zur Umschaltung der Komparatoren 11 und 12, zur Sperrung von T_{14} und zur Umschaltung des Anzeigeinstrumentes 15 auf das Arbeitsregime mit Normalskale. Die automatische Kalibrierung und die Umschaltung auf die expandierte Skale sind mit dem Aufleuchten der Anzeigelampen La_5 und La_6 verbunden.

Schaltung zur automatischen Bereichswahl

In [4] sind Schaltungen zur automatischen Bereichswahl aufgeführt, die mechanische Schrittwähler und Komparatoren, Schalter, Zähler, Dekoder, Takt- und Startsignalgeneratoren sowie elektromechanische Relaissysteme beschreiben. Im Vergleich zu diesen Schaltungen werden in der vorliegenden Schaltung (s. Bild 3) nur die Komparatoren 12 und 13 und die Relais Rs_1 bis Rs_4 beibehalten. Die Relais dienen zur Kontaktsteuerung der Widerstandsteiler mit veränderbarem Übertragungskoeffizienten von 10^{-4} bis 1. Die Steuerschaltung 10 zur automatischen Bereichswahl im Bild 3 umfaßt vier in Reihe geschaltete Thyristoren Th_1 bis Th_4, die nacheinander geöffnet werden und somit den entsprechenden Relais Rs_1 bis Rs_4 des Widerstandsteilers den notwendigen Strom liefern. Es werden auch vier Transistorschalter T_5 bis T_8, von denen jeder als NOR-Gatter arbeitet, und eine Zeitverzögerungsschaltung für das Signal vom vorhergehenden Schalter T_9 oder von den Thyristoren Th_1 bis Th_3 benutzt. Das andere Eingangssignal jedes NOR-Gatters wird von der Spannung U_{11}, die am Ausgang des Komparators 11 anliegt, gebildet. Die Zeitverzögerung zum Ansteuern des entsprechenden NOR-Gatters und der Thyristoren ist größer als die Zeit des Übergangsprozesses in der Schaltung. Die Katode und Anode jedes Thyristors sind mit dem Emitter und über den jeweiligen Wi-

derstand mit der Basis der Schalter T_1 bis T_4, die die Signallampen La_0 bis La_4 steuern, verbunden.

Diese Schaltung funktioniert folgenderweise: Wenn die Spannung U_4 sich in ihren Normalgrenzen —5,1...0,1 V befindet, sind die Ausgangsspannungen der Komparatoren 11 und 12 positiv, die Transistoren T_5 bis T_8 nichtleitend und der Schalter T_9 stromführend.

Im unempfindlichsten Meßbereich beträgt die Eingangsspannung 10...1 mV. Der Übertragungskoeffizient des Widerstandsteilers ist 10^{-4}. Der Schalter T_1 ist leitend, und die Lampe La_0 leuchtet. Falls die Eingangsspannung U_{SL} so reduziert wird, daß die Ausgangsspannung $|U_4| \geq |U_7| = |5,1|$ V wird, schaltet der Komparator 11 um, die Diode D_6 sperrt, der Schalter T_5 und der Thyristor Th_1 leiten Strom zum Relais Rs_1, über dessen Kontakte der gemeinsame Übertragungskoeffizient des Widerstandsteilers auf 10^{-3} reduziert wird. Gleichzeitig sperrt T_1, und die Lampe La_0 erlischt. Das hohe Potential am nichtleitenden Thyristor Th_2 schaltet T_2 ein, und die Lampe La_1 signalisiert die Arbeit des Meßgerätes im Bereich der Eingangsspannung U_{SL} von 1...0,1 mV. Der Kondensator C_6 wird über den Widerstand R_{14} in einer Zeit aufgeladen, die größer ist als die des Übergangsprozesses. Diese Zeitverzögerung dient zur Vermeidung von fehlerhaftem Einschalten des Thyristors Th_2. Die Ausgangsspannung am Komparator 11 ist wieder positiv, die Basisspannung am Transistor T_6 bleibt nichtleitend. Im Fall, daß $U_{SL} \leq 0,1$ mV, wird U_{11} negativ, T_6 wird leitend und schaltet Th_2, Rs_2, Transistor T_3 und die Lampe La_2 ein. Bei $U_{SL} \leq 0,01$ mV werden Th_3, Rs_3, La_3 usw. eingeschaltet. Nach richtiger Meßbereichswahl sperren alle Schalter T_5 bis T_8, unabhängig von der Anzahl der leitenden Thyristoren.

Wenn die Eingangsspannung um 2 % über die obere Grenze des Meßbereiches ansteigt, wird U_4 größer als die Referenzspannung $U_9 = +0,1$ V, d. h., am Ausgang des Komparators 12 entsteht eine negative Spannung U_{12}, die den Transistor T_9 ausschaltet und von hier aus alle Thyristoren und Transistoren T_1 bis T_8, Relais Rs_1 bis Rs_4 und die Lampen La_0 bis La_4. Danach beginnt der Prozeß der automatischen Bereichsneuwahl, wobei wieder vom unempfindlichsten Meßbereich ausgegangen wird.

Ist die automatische Kalibrierung eingeschaltet, wird der Vorgang der automatischen Meßbereichswahl durch die korrigierte Spannung $U_{4(2)}$ gesteuert, die aus dem Speichervorgang gewonnen wird. Die Einschaltung der expandierten Skale und der Übergang zur Normalskale nach der Überschreitung des Eingangssignals in entsprechenden Grenzen haben keinen Einfluß auf die normale Funktion der Schaltung bei automatischer Kalibrierung.

Die Messung des Stehwellenkoeffizienten mit dem beschriebenen SWR-Meter ist mit einigen Meßfehlern behaftet, die charakteristisch für die Messung mit einer Meßleitung sind. Bei der praktischen Arbeit mit dem Mustergerät wurde ein Meßfehler von ± 1 % bei der Messung von S_v in den Grenzen von 1 bis 3,16 ermittelt. Die Einschaltung der Speicherschaltung für 30 s ist mit einem Meßfehler von $\pm$ 0,02 dB behaftet. Die Überlappung der Meßbereiche führt zu einem zusätzlichen Meßfehler von $\pm$ 0,02 dB in den Grenzen des in Dezibel gemessenen Stehwellenverhältnisses von 0 bis 40 dB.

Zusammenfassung

Die hohe Eingangsempfindlichkeit des SWR-Meters realisiert eine Arbeit im quadratischen Bereich der U-I-Kennlinie der Detektordiode. Die gleichmäßige Auflösungsmöglichkeit bei der Messung des Stehwellenkoeffizienten S_{dB} ermöglicht die Bestimmung des Minimums und Maximums der Stehwelle mit gleichem Auflösungsvermögen auf der ganzen Skale. Mit dem automatischen SWR-Meter wird eine Erhöhung der Effektivität der Messung erreicht und der Subjektivfaktor bei der Kalibrierung ausgeschlossen.

Literatur

[1] Sucher, M.; Fox, J.: Handbook of Microwave Measurements. New York: Polytechnic Press 1963

[2] Witschev, B.; Derwischev, S.: Einrichtung zur Kalibrierung bei Messungen elektrischer Signale. Patentschrift der VR Bulgarien No. 27330

[3] Witschev, B.: Logarithmischer Umwandler des Verhältnisses zweier Sinusspannungen in Gleichspannung. Metrologija (1979) H. 1

[4] Kowalef, L.; Fedutschin, L.; Tschernjef, P.: Elektrometrischer Verstärker mit zuverlässigem Schutz der Eingangs-FET. Ismeritelnaja Technik (1979) H. 5

Meßaufbau für die Registrierung der kosmischen Radiostrahlung

Dipl.-Ing. JÖRG VOIGTLÄNDER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Physik der Erde in Zusammenarbeit mit dem Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik und dem Zentralinstitut für Kernforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR

In diesem Beitrag wird eine Meßapparatur beschrieben, die es ermöglicht, die kosmische Radiostrahlung auf zwei Frequenzen im Kurzwellenbereich zu empfangen und deren Intensitätsverlauf zeitabhängig aufzuzeichnen. Es wurden industrielle Empfängersysteme verwendet, an die über spezielle Anpaß- und Verstärkerstufen sowohl Linien- als auch KB-Schreiber angeschlossen werden können. Die Anlage wurde für den Einsatz auf einer Antarktisstation entwickelt, dort aufgebaut und seit März 1978 betrieben.

Die Messungen der Intensität der kosmischen Radiostrahlung sind Bestandteil eines umfangreichen Beobachtungsprogramms zur Erforschung der Ionosphäre und der in ihr ablaufenden Vorgänge, ihrer Ursachen und Wechselbeziehungen. Durch eine Vielzahl verschiedenartiger Messungen werden Aussagen über die Zusammensetzung der Atmosphäre in verschiedenen Höhen, über die dort ablaufenden und von der Sonne hervorgerufenen Ionisationsprozesse, über Elektronenproduktions- und Elektronenverlustmechanismen, über Transportvorgänge u. v. m. gewonnen. Es interessieren dabei sowohl die verschiedenen normalen tages- und jahreszeitlichen Variationen (bei geringer Sonnenaktivität) als auch die Vorgänge während gestörter Perioden.

Gestörte Perioden entstehen gewöhnlich dann, wenn nach starken Sonnenausbrüchen die dabei ausgeschleuderte solare Partikelwolke das Erdmagnetfeld erreicht und es dort zu Deformationen bzw. zum Eindringen hochenergetischer Partikel in die hohen Atmosphärenschichten kommt. Zur Beobachtung all dieser Vorgänge sind kontinuierliche Messungen über mehrere Jahre hinweg erforderlich.

Die Messungen der Intensität der kosmischen Radiostrahlung dienen der Erforschung der D-Region, die sich im Höhenbereich von etwa 70...100 km befindet. Gemessen wird die ionosphärische Kurzwellendämpfung L, die für die Elektronendichte in diesem Bereich repräsentativ ist:

$$L \sim \int N_e \nu \, ds$$

wobei N_e die Elektronenkonzentration, ν die Stoßzahl mit Neutralgasteilchen und ds der differentielle Höhenabschnitt sind. In der D-Region besitzt das Produkt $N_e \nu$ ein Maximum, so daß der größte Teil der Kurzwellendämpfung in diesem Bereich auftritt.

Da die Elektronendichte in der D-Region noch zu gering ist, um bei der Standardmethode, der elektromagnetischen Impulsecholotung (Ionosonde), Reflexionen zu liefern, können ihre Existenz und ihr Gesamtbetrag indirekt aus der Dämpfung (Absorption) der Funkwellen ermittelt werden. Hierbei gehen verschiedene bodengebundene Meßmethoden Hand in Hand. Zum einen kann die Dämpfung der von einer Ionosonde ausgesandten und in der E- oder F-Region reflektierten Funkwellen gemessen werden (Methode A 1).

Zum anderen wird die Dämpfung der von einer kosmischen Radioquelle ausgesandten Funkwellen gemessen (Methode A 2). Diese Methode wird auch als Messung der Cosmic Noise Absorption (CNA) bezeichnet. Eine Beschreibung von Meßmethode und Meßtechnik der CNA-Untersuchungen kann in [1] nachgelesen werden. Langwellendämpfungsmessungen der Signale weit entfernter Sender (Methode A 3) runden diesen Meßkomplex ab.

Derartige ionosphärische Beobachtungsprogramme werden an vielen Stellen der Erde durchgeführt und sind international koordiniert. Besonders interessant sind diese Messungen an Stellen der Erde, die durch ihre Lage eine gewisse Sonderstellung einnehmen. Dazu gehören besonders die Gebiete der beiden Polkappen der Erde. Aus diesem Grund wurde auf dem zur sowjetischen Antarktisstation Nowola-

sarewskaja gehörenden DDR-Meßkomplex ein solches ionosphärisches Beobachtungsprogramm durchgeführt, das während der drei Jahre seiner Laufzeit von Wissenschaftlern der Akademie der Wissenschaften der DDR betreut wurde.

Konzipierung

Im folgenden wird ein Meßsystem beschrieben, mit dem die Kurzwellendämpfung nach der Methode A 2 kontinuierlich gemessen werden kann. Diese Absorptionsmessung wird auf den Frequenzen 22,4 MHz und 32,4 MHz durchgeführt. Man benutzt diese relativ hohen Frequenzen, um ausschließen zu können, daß ein Teil der einfallenden kosmischen Radiostrahlung bereits in größeren Höhen (vornehmlich in der F-Region) reflektiert und so eine höhere Absorption vorgetäuscht wird. Beide Frequenzen sind international standardisiert.

Als Empfangselemente werden speziell entwickelte und an die Empfänger angepaßte abgestimmte Antennen verwendet, die nach der Installation der gesamten Anlage auf der Antarktisstation genau auf den Himmelssüdpol ausgerichtet wurden. Diese Ausrichtung ist notwendig, damit unabhängig von der Drehung der Erde um ihre Achse und um die Sonne immer die gleiche kosmische Radioquelle „angepeilt" wird und somit Schwankungen der einfallenden kosmischen Radiostrahlung vermieden werden.

Die von den Antennen gelieferten Signale werden in zwei Empfängereinheiten weiterverarbeitet. An die Ausgänge beider Empfänger sind spezielle Anpaß- und Verstärkerstufen angeschlossen, über die die Ansteuerung der verwendeten Schreiber erfolgt. Für beide Frequenzen ist eine Doppelregistrierung vorgesehen worden; zum einen wird jede Frequenz einzeln auf je einem Linienschreiber registriert und zum anderen beide Frequenzen parallel auf einem KB-Schreiber. Letztere Registrierung ist zur separaten Auswertung durch die Geophysiker der sowjetischen Station vorgesehen. Alle Registrierungen erfolgen in logarithmischem Maßstab. Die Schreibverstärkerstufen besitzen Zeitmarkeneingänge, über die es möglich ist, Stundenmarken zu jeder vollen Stunde sowohl für Welt- bzw. Normalzeit (UT) als auch für Sternzeit (ST) auf den Registrierungen zu schreiben. Die dafür erforderlichen Zeitmarkenimpulse werden einer speziellen Uhren-Zeitkontaktanlage entnommen, die auch die Zeitmarken aller anderen Registrierungen des Ionosphärenprogramms steuert und nicht mehr zur CNA-Meßanlage gehört.

Das Prinzipschaltbild der gesamten Meßanlage zeigt Bild 1.

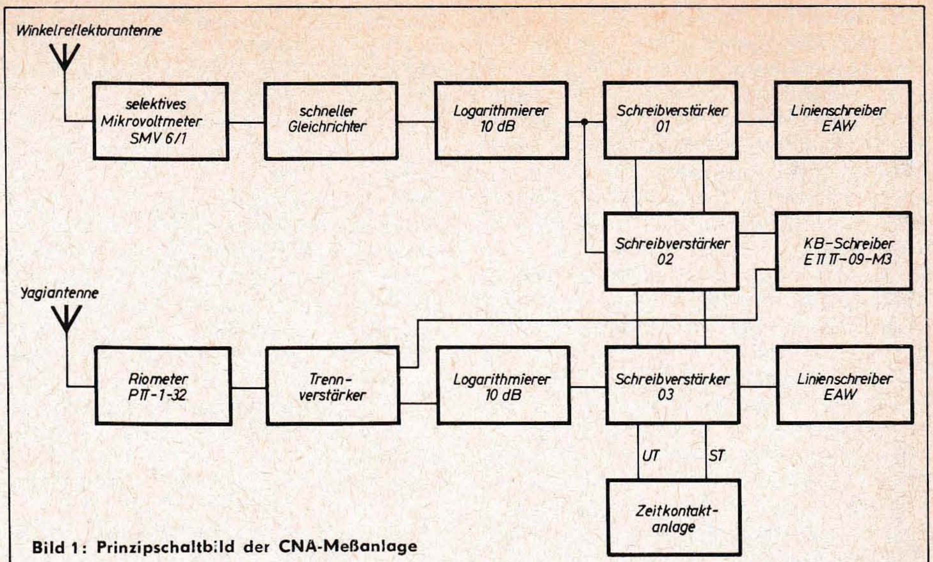


Bild 1: Prinzipschaltbild der CNA-Meßanlage

Signalverarbeitung des Zweiges CNA 22,4 MHz

Die kosmische Radiostrahlung wird von einer auf den Himmelssüdpol ausgerichteten und auf 22,4 MHz abgestimmten Winkelreflektorantenne (Bild 2) empfangen. Diese Antenne besteht aus zwei Reflektorebenen, in deren Brennpunkt sich der abgestimmte Dipol befindet. Die Antenne ist über ein 75-Ω-Koaxialkabel mit dem Eingang eines Selektiven Mikrovoltmeters SMV 6/1 vom VEB Meßelektronik Berlin (Bild 3) verbunden.

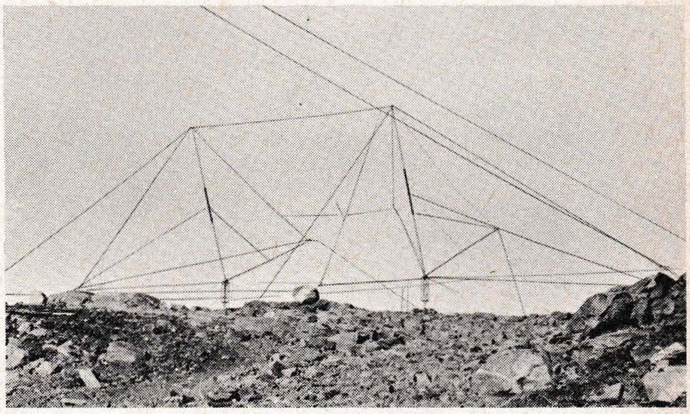


Bild 2: Winkelreflektorantenne für CNA 22,4 MHz ►

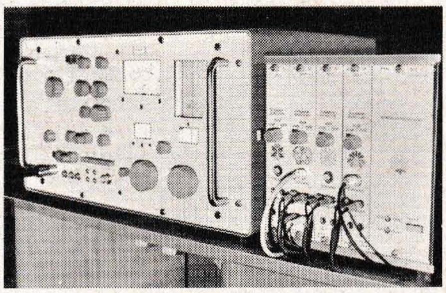


Bild 3: Das als Empfänger für CNA 22,4 MHz verwendete selektive Mikrovoltmeter SMV 6/1 und rechts daneben die spezielle Verstärkereinheit

Das SMV 6/1 wird hier als Präzisionsfeldstärkemesser mit einer Bandbreite von 9 kHz betrieben. Am Ausgang der dritten ZF-Stufe (66,67 kHz) wird das umgesetzte und verstärkte Signal abgenommen und der speziell hierfür entwickelten Schreibverstärkereinheit (s. Bild 3) zugeführt. In dieser Einheit wird es zuerst weiterverstärkt und gleichgerichtet und danach auf einen logarithmischen Verstärker gegeben, dessen Ausgangsspannung mit einem Spannungs-Strom-Wandler in einen Ausgangsstrom umgesetzt wird, mit dem ein Linienschreiber (1 mA, erdfrei) angesteuert wird. Parallel zu dem Spannungs-Strom-Wandler ist am Ausgang des Logarithmierers eine Verstärkerstufe zur Ansteuerung des 12-Kanal-KB-Schreibers Typ EПП-09-M 3 angeschlossen. Beide Schreibverstärker besitzen Eingänge für die Zeitmarkenimpulse für Normal- sowie für Sternzeit.

Schneller Gleichrichter

Die Baustufe „Schneller Gleichrichter" dient der Demodulation und Weiterverstärkung des Signals der dritten ZF-Stufe, das dem SMV 6/1 entnommen wird. Am Ausgang dieses Gleichrichters kann eine Gleichspannung abgenommen werden, die der empfangenen Intensität (Feldstärke) der kosmischen Radiostrahlung proportional ist. Den Stromlaufplan zeigt Bild 4.

Das ZF-Signal gelangt über eine Impedanzwandlerstufe auf den Eingang des eigentlichen Gleichrichters. Die Impedanzwandlerstufe (T_1) ist notwendig, damit der relativ hochohmige ZF-Ausgang des SMV 6/1 nicht unzulässig stark durch den niederohmigen Eingang des Gleichrichters belastet wird. Gleichzeitig wird der erfor-

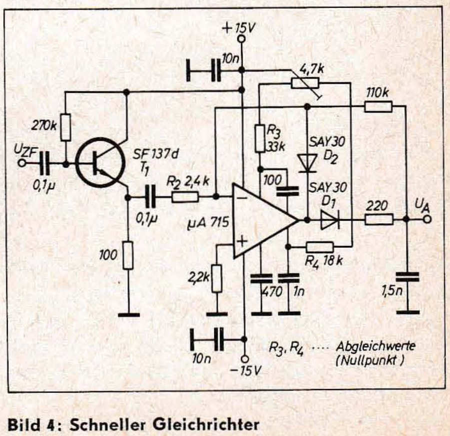


Bild 4: Schneller Gleichrichter

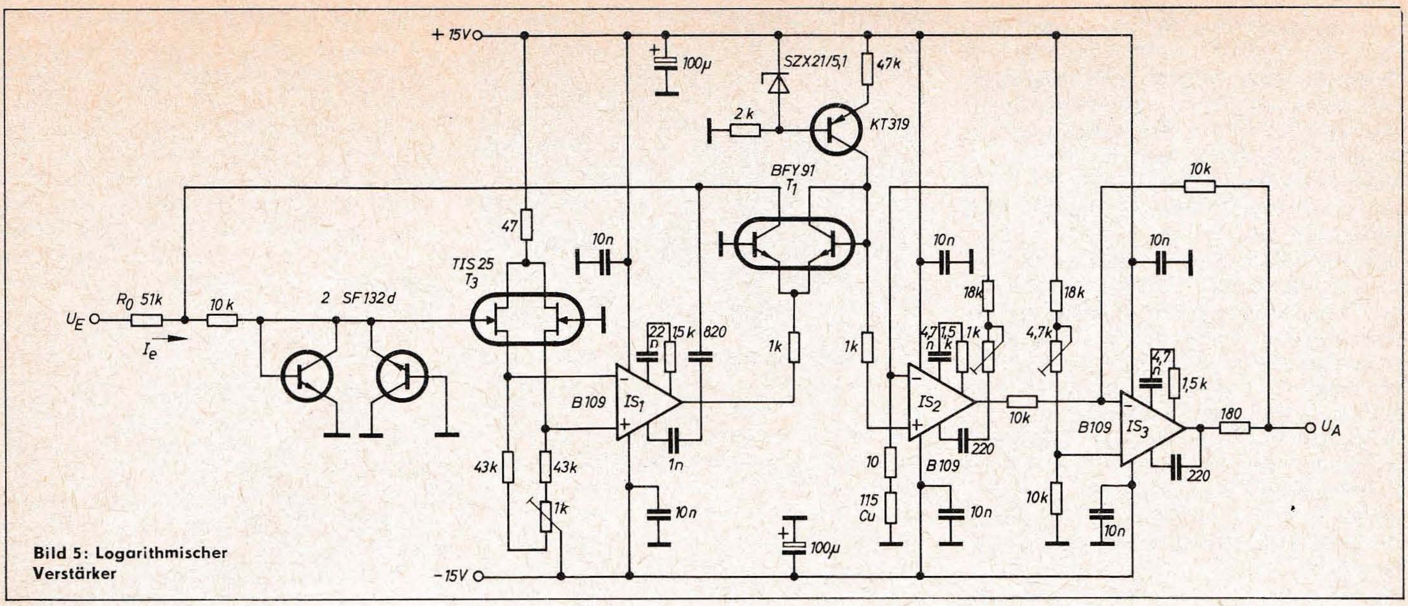


Bild 5: Logarithmischer Verstärker

derliche niedrige Quellwiderstand für den Gleichrichter gewährleistet.

Der Gleichrichter selbst arbeitet als schneller Einwegspitzengleichrichter. Während der negativen Halbwelle ist der Verstärker über D_2 voll gegengekoppelt; am Ausgang erscheint Nullpotential, da D_1 gesperrt ist. Während der positiven Halbwelle der Ausgangsspannung sperrt D_2, D_1 ist leitend, und der Verstärker ist über R_1 gegengekoppelt. Die Verstärkung beträgt jetzt

$$v = -\frac{R_1}{R_2}$$

Da das Mikrovoltmeter SMV 6/1 eine maximale ZF-Spannung von $U_{ZF} = 80$ mV (eff.) abgeben kann, muß der Verstärkungsfaktor $v = 45$ betragen, wenn am Ausgang eine Gleichspannung von $U_{A\,max} = +5{,}1$ V entstehen soll:

$$U_{ZF} = 80 \text{ mV (eff.) d. h. } \hat{U}_{ZF} = 0{,}113 \text{ V}$$

$$v = \frac{U_A}{\hat{U}_{ZF}} = \frac{5{,}1\text{ V}}{0{,}113\text{ V}} = 45$$

Bei Einsatz eines Operationsverstärkers vom Typ µA 715 und der angegebenen Dimensionierung ist es möglich, Eingangsfrequenzen bis zu 200 kHz zu verarbeiten.

Logarithmischer Verstärker

Als logarithmischer Verstärker wird eine Standardleiterkarte nach [2] eingesetzt, die im Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf gefertigt wird. Die Schaltung ist im Bild 5 dargestellt.

Der logarithmische Verstärker stellt zwischen einem Eingangsstrom I_e und der Ausgangsspannung U_A annähernd den mathematischen Zusammenhang

$$U_A = K_1 + K_2 \lg \frac{I_e}{I_v}$$

her.

I_v = intern erzeugter Vergleichsstrom

K_1, K_2 = temperaturkompensierte Werte ($K_1 = +10$ V, K_2 wird dem Logarithmierbereich angepaßt)

Mit dem Verstärker können auch Spannungen logarithmiert werden, wenn diese durch Vorschalten des Widerstandes R_0 in einen Strom umgewandelt werden:

$$R_0 = \frac{U_e}{I_e}$$

Als logarithmierendes Element wird ein im Zusammenwirken mit dem hochohmigen Verstärker IS_1 und T_3 arbeitender Doppeltransistor verwendet. Die Schaltung zeigt, daß der Transistor T_1 als Patterson-Transdiode geschaltet ist. Somit können auch sehr kleine Ströme logarithmiert werden. Der Logarithmierbereich des Verstärkers beträgt $10^{-3}\text{ A} \geq I_e \geq 10^{-11}$ A.

Aus der Kennliniengleichung des Bipolartransistors für den Emitterstrom bei $U_{CB} = 0$ folgt

$$U_A \approx U_T \lg \frac{I_e}{I_v}$$

unter den Bedingungen

a) $I_s(T_1) \approx I_s(T_2)$; I_s = Sperrsättigungsstrom der Basis-Emitter-diode (für Doppeltransistoren erfüllt)

b) $\beta > 100$.

Im angeschlossenen Transformationsnetzwerk mit den Verstärkern IS_2 und IS_3 wird die Kennlinie so verschoben und verstärkt, daß der größte Strom am Ausgang +10 V und der kleinste 0 V ergeben. Dabei wird durch einen Kupferwiderstand die Temperaturabhängigkeit von U_T aufgehoben. Aus der Schaltung ist weiterhin ersichtlich, daß nur positive Eingangsgrößen verarbeitet werden können.

Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß bei der vom Gleichrichter angebotenen maximalen Spannung von +5,1 V ein Eingangsstrom von 10^{-4} A erzeugt wird, der seinerseits eine Ausgangsspannung von +10 V zur Folge hat. Der Dynamikbereich wurde für die vorliegenden Registrierungen zu 10 dB festgelegt, so daß eine Eingangsspannung von ≦ 1,62 V eine Ausgangsspannung von 0 V ergibt. Natürlich ist der eingesetzte Verstärker mit diesem Dynamikbereich unterfordert (er kann einen Dynamikbereich von 160 dB überstreichen), wobei die zu erwartende Variation der Intensität der kosmischen Radiostrahlung sogar noch unter 10 dB liegt. Andererseits wird der Einsatz des Logarithmierers durch die wesentlich leichtere Auswertbarkeit einer Registrierung im logarithmischen Maßstab gerechtfertigt.

Schreibverstärker

Zur Ansteuerung der beiden Schreiber (Parallelregistrierung) werden zwei separate Schreibverstärker verwendet, die an den Ausgang des Logarithmierers angeschlossen sind. Der Schreibverstärker 01 steuert einen EAW-Linienschreiber an, bei dem es sich um einen Stromschreiber mit 1 mA Vollausschlag handelt, so daß der Schreibverstärker als Spannungs-Strom-Wandler ausgelegt wurde. Die Schaltung wird im Bild 6 gezeigt.

Der Verstärker stellt eine Stromquelle mit erdfreier Last dar. Der Lastwiderstand (Schreiberwiderstand) bildet den Gegenkopplungswiderstand eines Operationsverstärkers. Mit dem Vorwiderstand R_1 wird der Strom durch das Schreibwerk festgelegt. Für Vollausschlag gilt

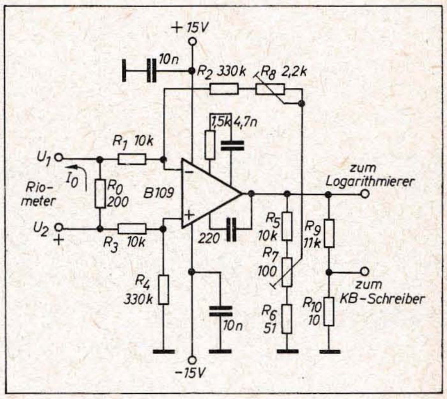


Bild 6: Schreibverstärker 01

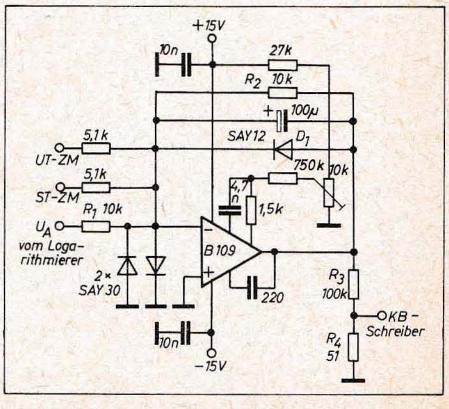


Bild 7: Schreibverstärker 02

$$R_1 = \frac{U_{A\,log}}{I_S} = \frac{10\,V}{1\,mA} = 10\,k\Omega$$

Durch die Überbrückung des Schreiberwiderstandes mit einem Kondensator hoher Kapazität wird eine Tiefpaßfilterung des Signales erreicht, so daß alle kurzperiodischen Änderungen (Störungen mit $T < 1\,s$) unterdrückt werden und eine saubere Linie geschrieben wird.

Zum Aufbringen von Zeitmarken für Normalzeit und Sternzeit auf die Registrierungen besitzt der Verstärker zwei Zeitmarkeneingänge. Durch Anlegen einer positiven Spannung an den Eingang UT wird der Verstärker in negativer Richtung übersteuert, der Schreiber schreibt auf den Rand der Registrierung eine Normalzeitmarke. An den Eingang ST wird für die Sternzeitmarke eine negative Spannung gelegt. Dadurch sperrt D_1, und der Schreiber notiert für die Zeit der Marke den Wert Null.

Als Schreibverstärker zur Ansteuerung des KB-Schreibers ЕПП-09-М 3 wird ein einfacher Spannungsverstärker mit der Verstärkung $v = -1$ verwendet (Bild 7). Ebenso wie der oben beschriebene Verstärker besitzt er ein Tiefpaßglied zur Unterdrückung der kurzperiodischen Störungen und Zeitmarkeneingänge für UT und ST. Bei der Sternzeitmarke wird der Verstärker über D_1 geklammert, so daß auch hier annähernd Nullpotential am Ausgang entsteht. Da der KB-Schreiber eine Empfindlichkeit von 5 mV für Vollausschlag besitzt, wird er über den Teiler R_3, R_4 an den Ausgang des Verstärkers angeschlossen.

Signalverarbeitung des Zweiges CNA 32,4 MHz

Als Meßapparatur zur Messung der kosmischen Radiostrahlung auf 32,4 MHz wurde im wesentlichen ein speziell hierfür entwickeltes Gerätesystem sowjetischer Produktion, das Riometer РП-1-32 eingesetzt (Bild 8). Das Riometer ist ein Gerät, mit dem Empfangsfeldstärken unmodulierter Sender oder von Rauschquellen gemessen werden können. Die kosmische Radiostrahlung wird hier von einer 5-Element-Yagiantenne (s. Bild 9) empfangen und über ein 75-Ω-Kabel auf den Eingang des Riometers gegeben. Im Gerät wird der Strom einer Meßrauschdiode feldstärkeabhängig verändert und mit dem konstanten Strom einer Vergleichsrauschdiode verglichen. Der resultierende Strom wird in der Originalschaltung des Gerätes direkt durch einen Stromschreiber aufgezeichnet.

Für die geplante Doppelregistrierung machte sich auch hier der Anschluß der beiden Schreiber über spezielle Trenn- und Verstärkerstufen erforderlich. Da der Ausgang des Riometers „hoch", d. h. nicht gegen Masse, sondern gegen die Betriebsspannung liegt, mußten alle nachfolgenden Verstärkerstufen über eine Trennstufe zur Potentialtrennung angeschlossen werden. Der KB-Schreiber wurde direkt an den Ausgang dieser Trennstufe angeschlossen, so daß die KB-Schreiberregistrierung der Frequenz 32,4 MHz mit der Übertragungscharakteristik des Riometers aufgezeichnet wird (damit werden die Forderungen der sowjetischen Geophysiker erfüllt).

Die Registrierung auf dem Linienschreiber erfolgt ebenso wie bei CNA 22,4 MHz im logarithmischen Maßstab mit einem Dynamikbereich von 10 dB. Zu diesem Zweck wurde (analog zu CNA 22,4 MHz) an die Trennstufe ein logarithmischer Verstärker und an diesem ein Spannungs-Strom-Wandler angeschlossen, der den 1-mA-Linienschreiber ansteuert. Auch hier sind Eingänge für die Zeitmarkenimpulse vorgesehen.

Trennverstärker

Die Baugruppe für die Potentialtrennung des Riometerausganges von den nachfolgenden Verstärkereingängen bildet ein als echter Differenzverstärker betriebener Operationsverstärker (Bild 10). Der Meßwiderstand R_0 wird anstelle des Stromschreibers an den Ausgang des Riometers geschaltet. Da der Meßwiderstand gegen die Betriebsspannung von +150 V geschaltet ist, wird die über ihm abfallende Spannung mit einem Differenzverstärker abgegriffen, der den Gleichspannungsanteil unterdrückt und gleichzeitig die über R_0 abfallende Spannung auf einen für die weitere Signalverarbeitung angenehmen Wert verstärkt.

Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U_A = \left[-U_1\frac{R_1}{R_2} + U_2\frac{R_3}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\right] \times \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)$$

Mit $R_1 = R_3$ und $R_2 = R_4$ folgt

$$U_a = \frac{R_1}{R_2}\left(U_2 - U_1\right)\left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)$$

und mit $U_1 = U_2 - I_0R_0$

$$U_a = I_0R_0\frac{R_1}{R_2}\left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right)$$

Der Spannungsteiler R_4,R_3 (und damit auch R_2,R_1) muß so ausgelegt werden, daß die 150 V vom Riometerausgang auf einen Wert heruntergeteilt werden, der im Arbeitsbereich der Operationsverstärkereingangsstufe liegt. Der dadurch entstandene Verstärkungsverlust wird durch die mit R_5 und R_6 einstellbare Verstärkung ausgeglichen (Elektrometerschaltung) und eine für die nachfolgenden Verstärkerstufen günstige Ausgangsspannung erzeugt.

Mit der im Bild 10 angegebenen Dimensionierung ergibt sich für die Eingangsspannung des Operationsverstärkers $U_e \approx 4{,}4\,V$ bei einem Teilungsfaktor von 1/33. Der Meßwiderstand R_0 wurde so dimensioniert, daß bei dem maximalen Ausgangsstrom des Riometers von $I_0 = 5\,mA$ eine Spannung von 1 V an R_0 abfällt, wodurch R_0 etwa dem Innenwiderstand des ursprünglich verwendeten Stromschreibers entspricht. Die Ausgangsspannung des Trennverstärkers wird ebenso wie die des schnellen Gleichrichters im Zweig CNA 22,4 MHz mit $U_a = +5{,}1\,V$ festgelegt. Mit diesen Werten ergibt sich für das Widerstandsverhältnis nach der Gleichung für den Elektrometerverstärker

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{U_a}{\frac{1}{33}U_0} - 1 = 167{,}3$$

Mit R_7 läßt sich die Verstärkung auf den geforderten Wert einstellen, während mit R_8 die Balance der Differenzbildung abgeglichen werden kann.

Auf eine Tiefpaßfilterung des Signals konnte verzichtet werden, da im Ausgangskreis des Riometers bereits eine ausreichende Filterung vorgenommen wird.

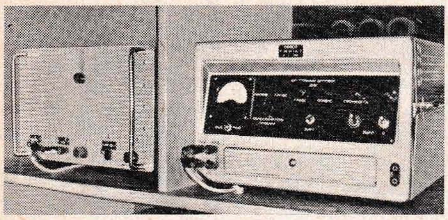


Bild 8: Riometer РП-1-32 zum Empfang der kosmischen Radiostrahlung auf 32,4 MHz und links daneben das separate Stromversorgungsgerät

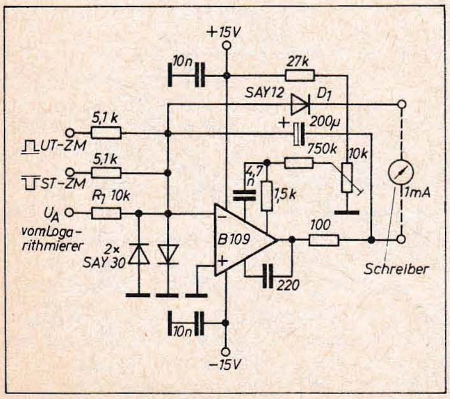


Bild 10: Trennverstärker

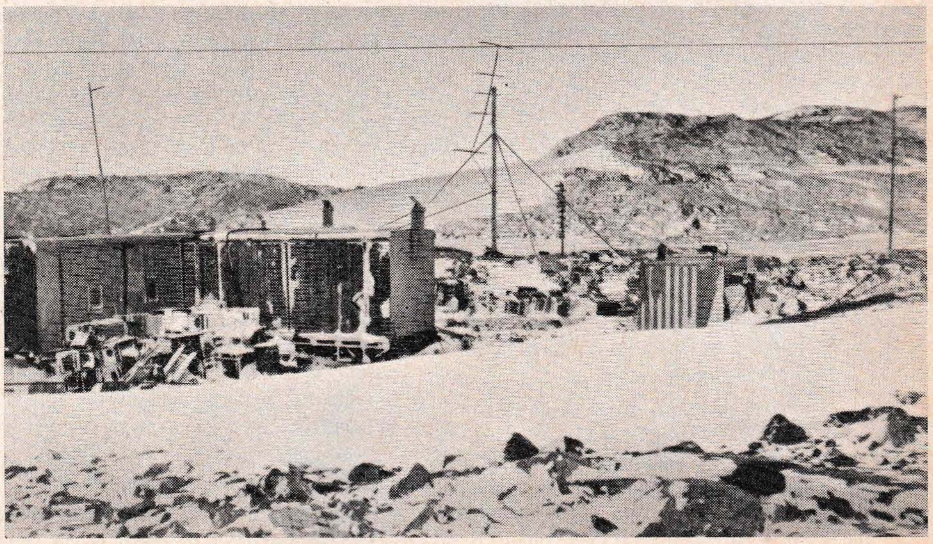


Bild 9: Teil des DDR-Meßkomplexes mit der Yagiantenne für die CNA-Registrierung auf 32,4 MHz

Ansteuerung der Schreiber

Im Unterschied zur Registrierung der Frequenz CNA 22,4 MHz besitzt die Doppelregistrierung von CNA 32,4 MHz nicht den gleichen Aufzeichnungsmaßstab auf dem KB- und dem Linienschreiber. Da die KB-Schreiber-Registrierung für die Auswertung durch die sowjetischen Geophysiker vorgesehen ist, wurde sie mit der Übertragungscharakteristik aufgezeichnet, die das Riometer liefert. Dadurch wurde ermöglicht, daß die für die Auswertung der Riometerregistrierung bereits vorliegenden Nomogramme und zugeschnittenen Berechnungsvorschriften auch weiterhin verwendet werden konnten. Aus diesem Grunde wurde der KB-Schreiber direkt an den Ausgang des Trennverstärkers angeschlossen, allerdings wiederum über den Spannungsteiler R_9, R_{10}, der die Ausgangsspannung des Verstärkers auf maximal 5 mV herunterteilt und somit der Eingangsempfindlichkeit des KB-Schreibers anpaßt. Zeitmarkenimpulse werden in diesen Signalzweig nicht eingespeist, da sie bereits über den Zweig CNA 22,4 MHz auf die KB-Schreiber-Registrierung aufgebracht werden.
Die Ansteuerung des Linienschreibers ist der im Zweig CNA 22,4 MHz identisch. An den Ausgang des Trennverstärkers schließt sich ein logarithmischer Verstärker mit einem Dynamikbereich von 10 dB und an diesen ein Spannungs-Strom-Wandler (Schreibverstärker 03) an. Beide Baugruppen wurden bereits beschrieben. Über den Schreibverstärker 03 werden auch die Zeitmarken auf die Registrierung aufgebracht. Durch den gleichen Aufzeichnungsmaßstab sind die Registrierungen von CNA 22,4 MHz und CNA 32,4 MHz auf den Linienschreibern direkt miteinander vergleichbar.

Aufbau und Betrieb der CNA-Meßanlage

Die CNA-Meßanlage besteht aus insgesamt vier elektronischen Geräten, drei Schreibern und zwei Antennenanlagen. Die Geräte und die für die Aufzeichnung benutzten Schreiber sind zusammen mit allen anderen für das ionosphärische Beobachtungsprogramm eingesetzten Meßapparaturen in einem eigenen Meßcontainer installiert, der voll klimatisiert ist. In unmittelbarer Nähe dieses Meßcontainers befindet sich das Antennenfeld, auf dem auch die beiden Antennen der CNA-Meßanlage aufgebaut sind. Die Zuleitungen bis zu den Empfängereingängen sind nicht länger als 50 m.
Neben den industriell hergestellten Geräten sind alle beschriebenen Anpaß- und Verstärkerstufen in einer gemeinsamen Einheit zusammengefaßt. Die Verstärkerstufen eines jeden Signalzweiges sind in eigenen Gestelleinschüben angeordnet. Diese Gestelleinschübe befinden sich in einem Gehäuse mit Rückverdrahtung, in dem zusätzlich eine Stromversorgungseinheit und ein vollständiger Verstärkertrakt als Reserve eingebaut sind. Der Aufbau der gesamten Verstärkereinheit erfolgte auf der Basis des Einheitlichen Gefäßsystems und nach den für den Gerätebau der Akademie der Wissenschaften geltenden Fachbereichstandards.
Gespeist wird die gesamte CNA-Meßanlage (ebenso wie alle anderen elektronischen Meßapparaturen) aus einem geregelten Netz (220 V, 50 Hz). Eine Pufferung

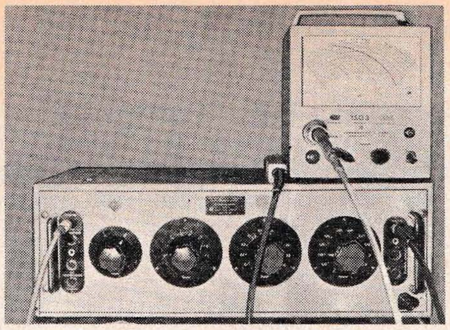


Bild 11: Eicheinrichtung mit Rauschgenerator und Eichleitung
Fotos: J. Voigtländer (5)

der Anlage, um Registrierausfall bei Netzausfall zu vermeiden, war vorbereitet, konnte aber aus technischen Gründen nicht angeschlossen werden.
Um einen stabilen Betrieb der gesamten Anlage auch während sehr langer, d. h. mehrjähriger Registrierzeiträume zu gewährleisten, ist es unumgänglich, regelmäßig die ordnungsgemäße Funktion und die Einhaltung aller Parameter zu kontrollieren. Zu diesem Zweck wurde in zweiwöchigen Abständen eine Eichung jedes Registrierzweiges vorgenommen.
Bei der Eichung wird durch einen Meßgenerator ein definiertes Signal auf den Empfängereingang gegeben und dieses mit einer Eichleitung stufenweise herabgedämpft. Auf diese Weise werden auf den Registrierungen Marken definierter Dämpfung geschrieben, deren Werte gleichzeitig protokolliert werden. Aus dem Vergleich der Werte zweier Eichungen kann vorliegendes fehlerhaftes Arbeiten von Teilen der Anlage (z. B. Abdriften oder Änderung der Übertragungsfaktoren) erkannt und beseitigt werden.
Für die Eichung des Zweiges CNA 22,4 MHz konnte der im selektiven Mikrovoltmeter SMV 6/1 eingebaute Eichgenerator verwendet werden. Die Ausgangsspannung des Eichgenerators wurde auf den Eingang gegeben und dann mit dem internen HF-Teiler gedämpft. So wurden auf den beiden Registrierungen dieser Frequenz Dämpfungsmarken von 0 dB (Vollausschlag) bis 10 dB (Null) in 1-dB-Schritten geschrieben. Abweichungen von $\pm$ 0,1 dB konnten zugelassen werden. Voraussetzung für diese Eichung ist natürlich, daß die Ausgangsspannung des Eichgenerators konstant bleibt. Deshalb wurde vor jeder Eichung eine Pegelkontrolle durchgeführt und ggf. die Ausgangsspannung nachgeregelt.
Für die Eichung des Zweiges CNA 32,4 MHz wurde ein Rauschgenerator verwendet, dem eine Eichleitung nachgeschaltet war (s. Bild 11). Auch hier wurden Dämpfungsmarken von 0 bis 10 dB auf die Registrierungen geschrieben. Daneben gibt es beim Riometer noch die Möglichkeit einer indirekten Eichung. Dabei wird der Strom der Vergleichsrauschdiode in diskreten Schritten verändert (ohne Eingangssignal). Dadurch verändert sich auch der Ausgangsstrom des Riometers – es werden definierte Strommarken auf den Registrierungen geschrieben. Für die Umrechnung von Ausgangsstrom- zu Eingangsspannungsänderung, d. h. für die Dämpfungsberechnung, liegen den sowjetischen Geophysikern Berechnungsvorschriften vor; mehr noch, alle Auswertealgorithmen sind auf die Aufzeichnung der Registrierung in Stromwerten zugeschnitten. Deshalb wurde die Eichung des Zweiges CNA 32,4 MHz auch mit beiden Methoden durchgeführt.
Nach der Inbetriebnahme der CNA-Meßanlage auf der Antarktisstation Nowolasarewskaja zu Beginn der 23. Sowjetischen Antarktisexpedition im März 1978 arbeitet sie bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt ohne nennenswerte technische Ausfälle. Störungen auf den Registrierungen werden gelegentlich durch Telegrafiesender und deren Oberwellen hervorgerufen oder treten bei Schneestürmen auf, wenn die mit hoher Geschwindigkeit auf die Antennen auftreffenden Schnee- und Eiskristalle diese elektrostatisch aufladen. Durch die extrem niedrige Luftfeuchtigkeit in der Antarktis kann sich diese Ladung über die Feuchtigkeit nicht ausgleichen, und so kommt es zu Überschlägen an Isolatoren oder zu benachbarten Metallteilen, die zu deutlich wahrnehmbaren Sprüngen auf den Registrierungen führen. Diese Störungen haben aber ihre Ursachen nicht in der Anlage selbst und lassen sich auch praktisch nicht vermeiden, wodurch der Wert der Registrierungen allerdings nur unwesentlich beeinträchtigt wird.

Literatur

[1] Lippert, W.: Entstehung, Entwicklung und Perspektive der Cosmic-Noise Absorption. NKGG Veröffentlichung Reihe II (1966) H. 1, S. 31–45
[2] Logarithmischer Verstärker. AdW-Standard 18.4.1-5
[3] Lauterbach, R.: Physik des Planeten Erde. Berlin: Akademieverlag 1975
[4] Voigtländer, J.: Ein Jahr in der Antarktis. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 505–508

Aus der
Nachrichtentechnik Elektronik
Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik
Heft 2 (1981)

- **Monolithisch integrierte Schaltungen auf Galliumarsenid-Basis, Teil 1**
- **Modellbetrachtungen zum Lateraltransistor mit Segment-Gegenkopplung**
- **Universalfilterbaustein in aktiver RC-Technik – Entwicklung und Anwendung**
- **Methoden der Zuverlässigkeitsberechnung von TF-Strecken**
- **Eine Methode zum programmtechnischen Entwurf von programmierbaren Steuerungen**
- **Experimente für die Übertragung von Fernsehsignalen mit digitalen Verfahren**
- **Digitale Informationstechnik 7 Digitale Schaltungstechnik**
- **Einige Entwicklungstendenzen von Mikroprozessorarchitekturen**
- **Untersuchungen an RC-aktiven Elementarhochpässen mit imaginären Übertragungsnullstellen und vergleichsweise geringen Polgüten, Teil 2**
- **Prinzipien logarithmischer Verstärker**
- **Betrachtung des Problems der Fehlerlokalisierung in analogen linearen Schaltungen aus empfindlichkeitstheoretischer Sicht**

Ein einfacher und schneller D-A-Wandlerbaustein

Dr.-Ing. HEINZ DÖRING und
MARITTA KITZING

Mitteilung aus der Sektion Informationselektronik der Ingenieurhochschule Mittweida

Es wird ein 8-Bit-D-A-Wandlerbaustein mit geringem Aufwand und geringen mechanischen Abmessungen für verschiedene Anwendungen vorgestellt. Er setzt TTL-Worte in eine Spannung zwischen 2,6 V und 5,8 V in maximal 100 ns um und besteht im wesentlichen aus zwei R-2R- und einem weiteren Widerstandsnetzwerk sowie aus zwei Transistorarrays B 340.

Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung eines einfachen und schnellen TTL-gesteuerten 8-Bit-D-A-Wandlers, der sich u. a. durch relativ geringen Aufwand und geringe Abmessungen auszeichnet. Die Schaltung geht auf [1] zurück und wurde dort funktionell erläutert.

Um den großen Einfluß der Betriebsspannungen sowie deren Störungen auf die Genauigkeit der Ausgangsspannung zu reduzieren und eine breite Anwendbarkeit des Bausteins zu ermöglichen, wurden die Spannungen $+U_S$ und $-U_S$ ($\pm$ 12 V), die aus den Betriebsspannungen gewonnen wurden, über Z-Dioden stabilisiert.

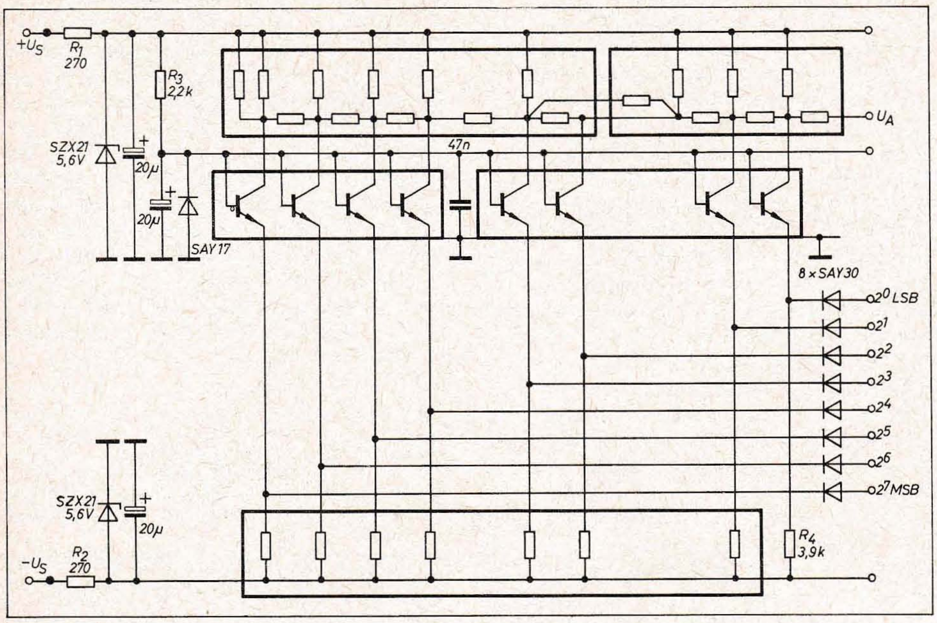


Bild 1: Gesamtschaltung des D-A-Wandlers

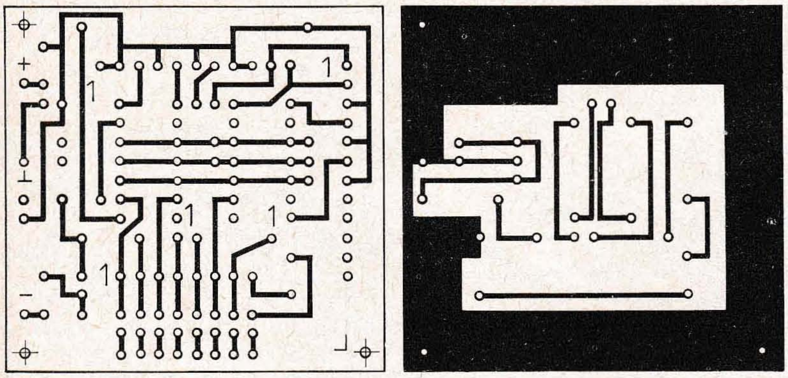


Bild 2: Leiterplattenmuster (beide Seiten von der Bestückungsseite gesehen)

Die Genauigkeit des Analogsignals ist außerdem stark von der Übereinstimmung der Emitterwiderstände, besonders bei höherwertigen Bits, abhängig. Um den Einsatz teurer, engtolerierter Widerstände bzw. aufwendiges Ausmessen zu umgehen, wurde der Einsatz des Widerstandsnetzwerkes 39-63417 vom VEB Keramische Werke Hermsdorf erprobt. Es enthält sieben Widerstände zu 3,8 kΩ. Die vom Hersteller angegebenen Toleranzen von $\pm$ 2 % für dieses Netzwerk wären eigentlich für die Anwendung in einem 8-Bit-D-A-Wandler zu groß, im Test stellte sich aber heraus, daß die Abweichungen wesentlich geringer waren. Auf Grund des immer geringer werdenden Einflusses der Emitterwiderstände auf das Ausgangssignal bei niederwertigeren Bits [2] kann R_4 stark toleranzbehaftet sein (z. B. $\pm$ 10 %). Als R-2R-Netzwerk wurde der bekannte Typ 36-28214 von demselben Hersteller eingesetzt.

Alle Bauelemente sind auf einer 47,5 mm mal 50 mm großen zweiseitigen Leiterplatte (Bilder 2 bis 4) untergebracht. Die Bauhöhe ist durch die verwendeten Elektrolytkondensatoren (etwa 15 mm) bzw. die stehend angeordneten Widerstände bestimmt. Der Wandler kann, da das zweite R-2R-Netzwerk noch nicht völlig ausgenutzt wird, durch externe Bauelemente auf zehn Bit erweitert werden, dann wird jedoch der Einsatz sorgfältig ausgemessener Bauelemente erforderlich.

Die Ausgangsspannung bei dem Eingangsbinärwort 00000000 beträgt etwa 2,6 V, bei dem Wort HHHHHHHH etwa 5,8 V. Als typische Schaltzeiten wurden bei einem Sprung über eine Spannungsstufe 20 ns und über 256 Spannungsstufen 100 ns gemessen.

Der beschriebene Wandlerbaustein wurde u. a. in dem in [3] beschriebenen Verfahren verwendet und erlaubte eine Umsetzrate von 10 MHz bei einer maximal zulässigen Anstiegsgeschwindigkeit der Eingangsspannung von $(U_{e\,max} - U_{e\,min})/25\ \mu s$.

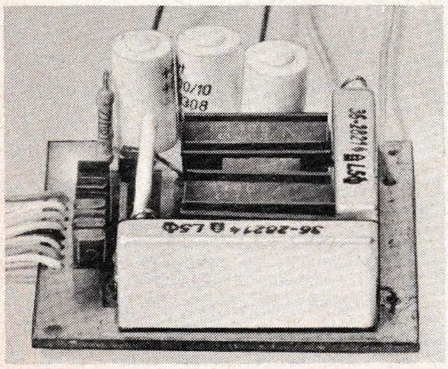


Bild 3: Ansicht des fertigen D-A-Wandlers

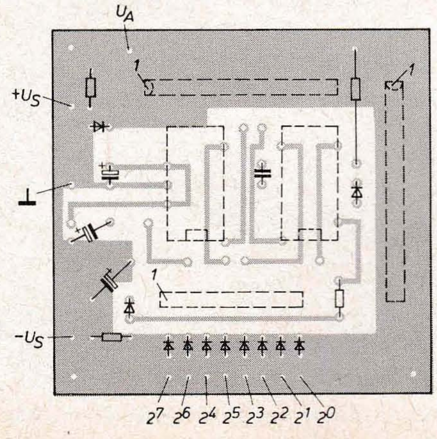


Bild 4: Bestückungszeichnung ▶

Literatur

[1] Bobe, W.: Ein schneller 8-Bit-Analog-Digital-Umsetzer. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 22–23

[2] Ebert, J.; Jürres, E.: Digitale Meßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1971

[3] Döring, H.: Analog-Digital-Wandlung nach dem Kompensationsverfahren. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 6, S. 399–401

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik

Dipl.-Ing. ERHARD SCHOPPNIES

CTC — (Counter Timer Circuit)
Diese Schaltkreise dienen als programmierbare Zähler (Zeitgeber in Mikroprozessorsystemen)

CTD — (Charge Transfer Device)
Ladungstransportelement, Oberbegriff für Ladungsverschiebeschaltungen

CTL — (Complementary Transistor Logic)
Komplementäre Transistorlogik, die zu den ungesättigten Logikschaltungen gehört

CTTL(CT^2L) — (Complementary Transistor Transistor Logic)
Modifizierte TTL-Logik mit einem Multiemitter-Transistor am Eingang und einer Ausgangsstufe mit komplementären Transistoren. Ein Widerstandsnetzwerk dient zur Vorspannungserzeugung

CVD — (Chemical Vapour Deposition)
Chemisches Abscheiden unter Vakuum – ein Verfahren der Halbleitertechnologie

CZ-Silizium — Silizium-Kristall, der nach dem Czochralski-Verfahren gezogen wurde

D

D-MESFET — (Depletion Mode MESFET)
MES-Feldeffekttransistor vom Depletion-Typ

DAC — (Digital Analog Converter)
siehe DA-Wandler

DAP-Transistor — (Diffused Alloy Power)
Diffusionslegierter Leistungstransistor

DA-Wandler — (Digital-Analog-Wandler)
Ein DA-Wandler wandelt digitale Signale in ein kontinuierliches elektrisches Signal um. Die Zuordnung der Bits eines Binärwortes erfolgt zu entsprechenden analogen Anteilen (z. B. Ausgangsspannung, Ausgangsstrom) des Gesamtsignals

DCCD — (Digital Charge Coupled Devices)
Digitale ladungsgekoppelte Bauelemente als Kombination der Digitaltechnik mit CCD-Bauelementen

DCFL — (Direct Coupled FET Logic)
Direkt gekoppelte FET-Logik

DCTL — (Direct Coupled Transistor Logic)
Digitale Schaltkreisfamilie, bei der die Verkopplung der logischen Signale am gemeinsamen Kollektorpunkt der Logiktransistoren erfolgt

DCTTL(DCT^2L) — (Direct Coupled Transistor Transistor Logic)
Schaltkreisfamilie als Kombination von DCTL- und TTL-Technik zur Realisierung bipolarer LSI-Schaltkreise

DDC — (Dual Dielectric Charge Storage)
Feldeffekttransistor mit dielektrischer Doppelschicht als elektrisch veränderbarer Festwertspeicher

3 D — (Triple Diffused Process)
Dreifach-Diffusionsverfahren in der Halbleitertechnologie

DDL — (Distortion Detection Loop)
Verzerrungsdetektor

DFGA — (Distributed Floating Gate Amplifier)
Verstärker mit floatendem Gate

DIFMOS — (Dual Injection Floating Gate)
Technologie zur Herstellung elektrisch löschbarer ROMs für Einchip-Computer

DIIC — (Dielectrically Insulated Integrated Circuit)
Dielektrisch isolierte integrierte Schaltung

DIMOS — (Double Implanted MOS)
MOSFET-Struktur mit sehr hohen Durchbruchsspannungen, die nach selbstjustierendem doppeltem Ionenimplantationsprozeß hergestellt wird

DIP — (Dual In Line Package)
Dual-in-Line-Gehäuse – ein Schaltungsgehäuse mit zwei Reihen von Anschlußstiften

DLT — (Depletion Load Transistor)
Depletion-Lasttransistor

DLP — (Double Layer Polysilicon)
Zweilagentechnik

DMA — (Direct Memory Access)
Direkter Speicherzugriff (Ein- und Ausgabe der Daten)

DMOS — (Double Diffused MOS)
MOS-Struktur nach Doppeldiffusion. Die Realisierung von Kurzkanal-Strukturen ($\leqq 1\,\mu m$) erfolgt durch Doppeldiffusion

DOPOS — (Doped Polysilicon Diffusion)
Spezielles Emitterdiffusionsverfahren mit polykristallinem Silizium

DOT — (Domain Tip Propagation)
Domänenspeicher, ein neuartiger Datenspeicher

DRAM — (Dynamic RAM)
Dynamischer Schreib-Lese-Speicher mit wahlfreiem Zugriff

DS-Struktur — (Diffusion Substrate)
Bitleitung im Substrat

DSA MOS — (Diffusion Self-Aligned MOS)
In dieser Kurz-Kanal-Technologie werden kurze Kanalbreiten ($\leqq 1\,\mu m$) durch Doppeldiffusion bzw. Doppelimplantation erzielt

DTL — (Diode Transistor Logic)
Dioden-Transistor-Logik, wobei Dioden mit Transistoren verwendet werden

DTLZ — (Diode Transistor Logic with Zener-diodes)
DTL-Schaltungen mit Z-Dioden

DYCMOS — (Dynamic Complementary MOS)
Dynamische CMOS-Technik mit hoher Packungsdichte

E

EAROM — (Electrically Alterable ROM)
Elektrisch veränderbarer Speicher, d. h. ein in Mikroprozessorsystemen mit elektrischen Impulsen programmierbarer und löschbarer Festwertspeicher

EBIC — (Electron Beam Induced Current)
Elektronenstrahlinduzierter Strom – eine Methode zur Untersuchung von Halbleiterstrukturen

EBL — (Electron Beam Lithography)
Elektronenstrahl-Lithografie

EBS — (Electron Bombarded Semiconductor)
Das EBS-Bauelement ist im Prinzip eine Halbleiterdiode, die sich zusammen mit einem Elektronenstrahlsystem in einem Gehäuse befindet

EBT — (Emitter Balast Transistor)
Spezielle integrierte Halbleiterschaltung für NF-Verstärker mit Ausgangsleistungen von 100...120 W bei äußerst geringem Klirrfaktor und hohen Grenzfrequenzen

ECCSL — (Emitter Coupled Current Steered Logic)
s. ECL

ECD — (Electrochromic Display)
Elektrochrome Anzeige

ECIL — (Emitter Coupled Injection Logic)
Emittergekoppelte Injektionslogik

ECL — (Emitter Coupled Logic)
Emittergekoppelte logische Schaltung. Die Transistoren in der ECL-Technik werden im linearen Arbeitsbereich betrieben, so daß sehr kurze Umschaltzeiten erreicht werden

ECTL — (Emitter Coupled Transistor Logic)
Emittergekoppelte Transistorlogik
s. ECL

E/D-Inverter — (Enhancement/Depletion Inverter)
Inverter mit Depletionstransistor als Last- und Enhancementtransistor als Schalttransistor

E/D-MOSFET — (Enhancement/Depletion MOSFET)
MOSFET mit Enhancement- und Depletion-Transistorstrukturen
(Enhancement = Anreicherung)
Depletion = Verarmung)

EECL(E^2CL) — (Emitter Emitter Coupled Logic)
Emittergekoppelte schnelle hochintegrierte bipolare Schaltkreislogik. Die Bezeichnung gilt für eine verbesserte Version der ECL-Schaltungen. Der wichtigste Unterschied besteht in der Eingangs-/Ausgangsstruktur

E^2FAMOS — (Electrically Erasable FAMOS)
Elektrisch löschbarer FAMOS-Halbleiterspeicher

EEIC(E^2IC) — (Elevated Electrode IC)
Neue LSI-Technologie für sehr schnelle integrierte Schaltungen

E/E-Inverter — (Enhancement/Enhancement Inverter)
Inverter mit Enhancementtransistoren als Last- und Schalttransistor

EEPROM — (Electrically Erasable PROM)
Elektrisch löschbarer PROM-Halbleiterspeicher

EFL — (Emitter Follower Logic)
Emitterfolger-Logik
Kennzeichnend für diese Logik ist der Einsatz von Multiemitter-Transistoren als Ein- und Ausgangselemente

E-JFET — (Enhancement-Mode Junction FET)
Enhancement-JFET

ELS — (Energy Loss Spectroscopy)
Spektroskopie der Energieverluste

ENFET — (Enhancement-Mode MESFET)
Enhancement-MESFET

EPIC — (Etched and Polycristalline Carried Integrated Circuit)
Verfahren zur Herstellung dielektrisch isolierter monokristalliner Si-Inseln

EPID — (Electrophoretic Image Display)
Elektrophoretische Anzeige

EPMA — (Electron Probe Microanalysis)
Sonden-Mikroanalyse

EPR — (Electron Paramagnetic Resonance)
Elektronenparamagnetische Resonanz

EPROM — (Erasable PROM)
Löschbarer PROM, elektrisch programmierbarer Festwertspeicher, dessen Inhalt mit Hilfe von UV-Licht global gelöscht werden kann. EPROMs werden auch als RePROMs bezeichnet

ESFI — (Epitaxial Silicon Films on Isolators)
Bei dieser Halbleitertechnologie werden einkristalline Siliziumschichten auf einem Spinell-Substrat abgeschieden (Herstellung von CMOS-Bauelementen)

ESR — (Electron Spin Resonance)
Elektronenspinresonanz

F

FAMOS — (Floating Gate Avalanche Injektion MOS)
FAMOS-Feldeffekttransistor als Speicherelement, bei dem der Ladungstransport zum floatenden Gate durch Elektronendurchbruch erfolgt. Das Gate ist vollständig in einer isolierenden SiO_2-Schicht eingebettet

FCJ^2L — (Folded Collector I^2L)
I^2L-Technik mit „Hilfskollektor"

FCT — (Field Controlled Thyristor)
Thyristor mit Feldsteuerung

FED — (Ferroelectric Display)
Ferroelektrische Anzeige

FED — (Field Effect Diode)
Feldeffekt-Diode

FEFET — (Ferroelectric FET)
Feldeffekt-Transistorstruktur, bei der die Isolierschicht am Gate aus einem ferroelektrischen Material besteht

FET — (Field Effect Transistor)
Transistor, dessen physikalisches Wirkungsprinzip auf dem Feldeffekt beruht

FG-Struktur — (Floating Gate Structure)
Struktur mit gleitendem Gate

FIBL — (Focused Ion-Beam Lithography)
Lithografie-Technologie mit fokussiertem Ionenstrahl

FIFO — (First In First Out)
Speicherprinzip, wonach die zuerst eingegebenen Informationen als erste wieder ausgelesen werden

FIP — (Fixed Interconnection Patter)
Verdrahtung nach festem Verbindungsschema

FKS — Abkürzung für Festkörperschaltkreis

Flotox — (Floating Gate Tunnel Oxide)
Halbleiterspeicher mit neuer Zellenstruktur

FMS — Funken-Massenspektrometrie

FPLA — (Field Programmable Logic Array)
Logikmatrix, die vom Anwender programmiert werden kann

FROM — (Factory Programmable ROM)
PROM, der bereits vom Hersteller programmiert wird

FZ-Silizium — (Floating Zone Silicon)
Si-Kristall, der nach dem Zonenschmelzverfahren hergestellt wurde

G

GATT — (Gate Assisted Turn-off Thyristor)
Bezeichnung für Thyristoren, deren Abschaltspannung durch eine entsprechende Gatevorspannung unterstützt wird

GGG — Gadolinium-Gallium-Granat, Substratwerkstoff für Magnetblasenspeicher

Wird fortgesetzt

Aufbau des universellen elektronischen Testbildes des Fernsehens der DDR und seine Anwendung beim Farbfernsehempfängerservice

Dipl.-Ing.
GÜNTHER HORNHAUER und
Dipl.-Ing.
RUDOLF HANNAWALD

Mitteilung aus dem VEB Zentrum Wissenschaft und Technik, Betrieb des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen

Mit der Einführung des universellen elektronischen Testbildes (UET) des Fernsehens der DDR im Januar 1980 wurde eine bereits seit langem erhobene Forderung erfüllt, insbesondere dem Servicedienst ein normgerechtes und in seinen Parametern hochstabiles Testbild zumindest zeitweise zur Verfügung zu stellen. Der folgende Beitrag soll sowohl den Fernsehservicetechnikern als auch den interessierten Leser mit dem grundsätzlichen Aufbau des Testbildes vertraut machen und einige Hinweise geben, mit welcher Methodik mit Hilfe dieses Testbildes die entsprechenden Einstelloperationen durchgeführt werden können.

Das universelle elektronische Testbild ist speziell auf die Belange des SECAM-Farbfernsehsystems zugeschnitten. Es stellt eine Alternativlösung zu den insgesamt nicht sehr stabilen Servicesignalgeneratoren dar, die zwar in den meisten Fällen eine Fehlersuche und Grobeinstellung zulassen, aber auf Grund ihrer Instabilität der Parameter (Pegelverhältnisse, Frequenzfehler usw.) eine exakte Einstellung nicht garantieren können.

Bei der Konzipierung des Testbildes wurde davon ausgegangen, daß die Einstellungen am Empfänger vorwiegend durch Auswertung des wiedergegebenen Schirmbildes durchgeführt werden können. Durch den hohen Informationsgehalt wird die oszillografische Auswertung, zumindest mit üblichen Serviceoszillografen, nahezu ausgeschlossen. Deshalb wird in diesem Beitrag eine Schaltung angegeben, die trotzdem mit einfachen Mitteln eine oszillografische Messung ermöglicht.

1. Grundsätzlicher Aufbau des Testbildes

Der Aufbau des Testbildes ist dem Bild 1 zu entnehmen. Neben der farbigen Darstellung sind für die wichtigsten Signale der einzelnen Streifen die Oszillogramme für FBAS, R, G, B, R-Y und B-Y angegeben. Sowohl das Farbbild als auch die Oszillogramme sind über HF-Empfang aufgenommen worden und entsprechen den in der Praxis auftretenden Realitäten. Bei allen Schirmbildaufnahmen wurde bewußt das gesamte Testbild sichtbar gemacht (eingeschriebenes Bild) und auf die notwendige Überschreibung verzichtet.

Wie ersichtlich, besteht das Testbild aus einem aus Schwarzweißfeldern bestehenden Rahmen, aus einem Gitterfeld (18 Felder in horizontaler Richtung und 13 Felder in vertikaler Richtung) und einer in das Gitterfeld eingesetzten Fläche (14 Felder in horizontaler Richtung und 9 Felder in vertikaler Richtung), die die Meßsignale und die Senderkennung enthält. Außerdem werden die laufende Uhrzeit und ein elektronisch erzeugter Kreis eingeblendet. Der exakt definierte Kreis ist zentrisch angeordnet und hat einen Durchmesser von 250 Zeilen je Halbbild. Der Pegel des Kreises und der Uhrzeiteinblendung ist auf 100 % festgelegt.

Angaben zum Gitterfeld und zum Rahmen

Sämtliche weiteren Pegelangaben beziehen sich auf 0-%-Pegel, entspricht „Schwarz"
100-%-Pegel, entspricht „maximales Weiß"
Pegel der Gitterlinien 100 %
Pegel der Gitterflächen 25 %
Pegel der Felder im Rahmen 100 %/0 %
Abstand zweier Gitterlinien (bezogen auf deren Mitten):
horizontal 2,71 μs
vertikal 20 Zeilen/Halbbild
Breite der Gitterlinien:
horizontal ≈ 0,2 μs
vertikal 1 Zeile/Halbbild
Breite des Rahmens in horizontaler Richtung (ohne 1. und 19. Gitterlinie):
links 1,5 μs
rechts 1,3 μs
Breite des Rahmens in vertikaler Richtung (ohne 1. und 14. Gitterlinie):
oben 25,5 Zeilen/Vollbild
unten 27,5 Zeilen/Vollbild

2. Anwendung des Testbildes beim Service

Wie schon erwähnt, besteht der Sinn und Zweck des Testbildes darin, die Auswertung bei den Einstellungen bzw. Kontrollen am Bildschirm direkt ausführen zu können. Dies hat zur Folge, daß eine Reihe von Prüfungen subjektiven Charakter tragen und das zulässige Maß der Abweichung vom Sollwert nicht objektiv erfaßt werden kann. Für diese Parameter ist eine Herausbildung von Routinewerten durch ständiges Arbeiten mit dem Testbild unerläßlich.

In den folgenden Unterabschnitten wird die Anwendung des Testbildes für verschiedene Einstellungen bzw. Kontrollen beschrieben. In einem weiteren Abschnitt wird auf die bereits erwähnte Zusatzschaltung für Serviceoszillografen eingegangen, die unumgänglich ist, wenn das Testbild für die oszillografische Auswertung herangezogen werden soll.

2.1. Bildröhreneinstellungen

Farbreinheitseinstellung

Grundsätzlich sind bei der Einstellung der Farbreinheit die allgemeinen und gerätetypischen Hinweise in den Serviceunterlagen der Hersteller zu beachten. Beim Vorhandensein eines Servicegenerators erfolgt die Farbreinheitseinstellung mit einem durchgehenden Weißraster, vorteilhaft im Rotauszug. Nach durchgeführter Einstellung ist eine Kontrolle im Grün- und Blauauszug sinnvoll. Abschließend wird das Weißbild überprüft. Gegebenenfalls sind die Einstellungen zu wiederholen, vor allem im Wechsel mit Korrekturen der statischen Konvergenz. Das vorliegende Testbild ersetzt ein Weißraster zur Farbreinheitseinstellung zufriedenstellend. Zur Einstellung und Beurteilung werden die Flächen innerhalb der Gitterlinien (25 %) bei entsprechender Anhebung der Grundhelligkeit benutzt. Diese stehen gerade in den für die Farbreinheit zuweilen kritischen Randzonen optimal zur Verfügung. Bei Bildröhren mit selbstkonvergierenden Systemen entfällt die Farbreinheitseinstellung.

Fokussierung

Die Fokussierspannungseinstellung ist so vorzunehmen, daß bei mittlerer Helligkeit eine möglichst gleichmäßige Schärfe über die gesamte Bildfläche erreicht wird. Zur Beurteilung können folgende Bildteile herangezogen werden: Gitterlinienkreuz im Kreiszentrum, 3-MHz-Signal und Dreizeilengruppe mit drei Punkten im Streifen 10 (oben) sowie die Gitterlinien.

2.2. Rastereinstellungen

Zur Beurteilung und Einstellung der Bildgeometrie dienen die Gitterlinien, das Schachbrettumfeld (Rahmen), der Kreis und die Gitterlinien im Kreiszentrum, wobei das Gitterlinienkreuz die Kreis- und Bildmitte markiert. Auf dem Schirm der Bildröhre ist die Bildmitte nicht fixiert. Sie sollte als Ausgangspunkt für Einstellungen durch Halbierung der nutzbaren Schirmhöhe und Schirmbreite ermittelt werden.

Angaben zu den Testsignalen

Streifen	Spalten	Signalform	Pegelwerte in %
4		Farbbalken mit angehobenem Schwarzwert	75/25
5		Farbbalken	25/0
6	d – g	Farbübergänge Gelb/Blau 0,5 MHz	75/37,5
	h – i	Farbübergänge Gelb/Blau 1 MHz	75/37,5
	j – k	Farbübergänge Grün/Violett 1 MHz	R 46,2/6,9 G 53,1/0 B 53,1/0
	l – m	Farbübergänge Türkis/Rot 1 MHz	75/37,5
	n – q	Farbübergänge Türkis/Rot 0,5 MHz	75/37,5
7		Grautreppe (γ-korrigiert)	0/44/60/72/83/92/100
8 (obere Hälfte)	d – g	Weißfläche mit schwarzen Gitterlinien	100
	h – i	Grauflächen	25
	j – k	Grauflächen mit Gitterlinienkreuz als Bild- und Kreiszentrum	25
	l – m	Grauflächen	25
	n – q	Schwarzfläche	0
8 (untere Hälfte)	d – g	Schwarzfläche	0
	h – m	wie obere Hälfte	
	n – q	Weißfläche mit schwarzen Gitterlinien	100
9		Senderkennung in Schwarzfläche	100/0
10 (obere Hälfte)	d – e	Sinussignal 2 MHz	0...100
	f – g	Sinussignal 3 MHz	0...100
	h	Graufläche	
	i – l	3 weiße Zeilen auf schwarzem Feld (ein Halbbild 1 Zeile, das andere Halbbild 2 Zeilen)	25/0
	m	Graufläche	25
	n – o	Sinussignal 3 MHz	0...100
	p – q	Sinussignal 2 MHz	0...100
10 (untere Hälfte)		sägezahnförmiger Übergang von Grün nach Violett	R 14...92 G 106...0 B 0...106
11		Schwarzweiß-Schachbrettmuster	75/0
12		Farbbalken	75/0
13	h – m	Uhrzeit in Schwarzfläche	100/0

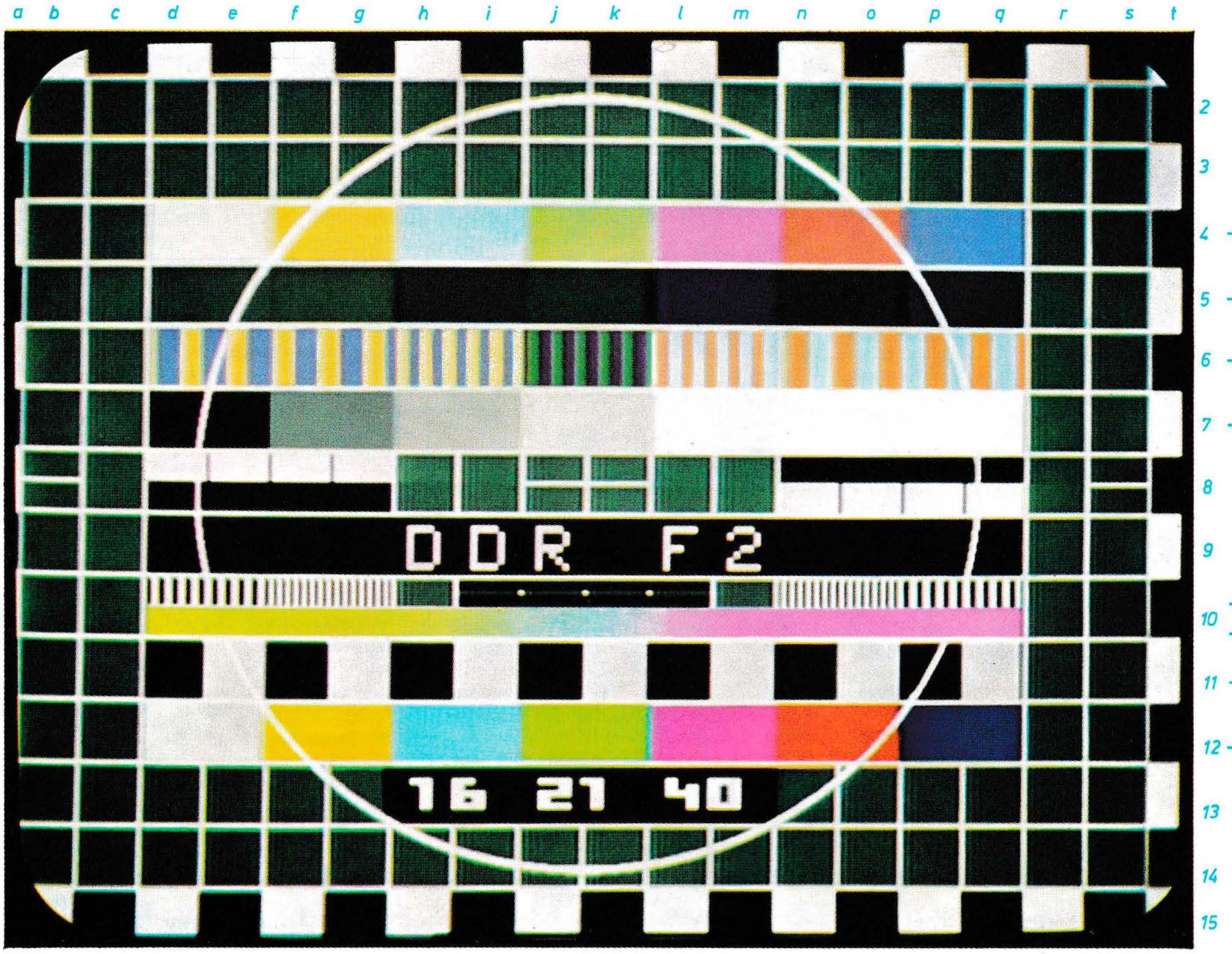
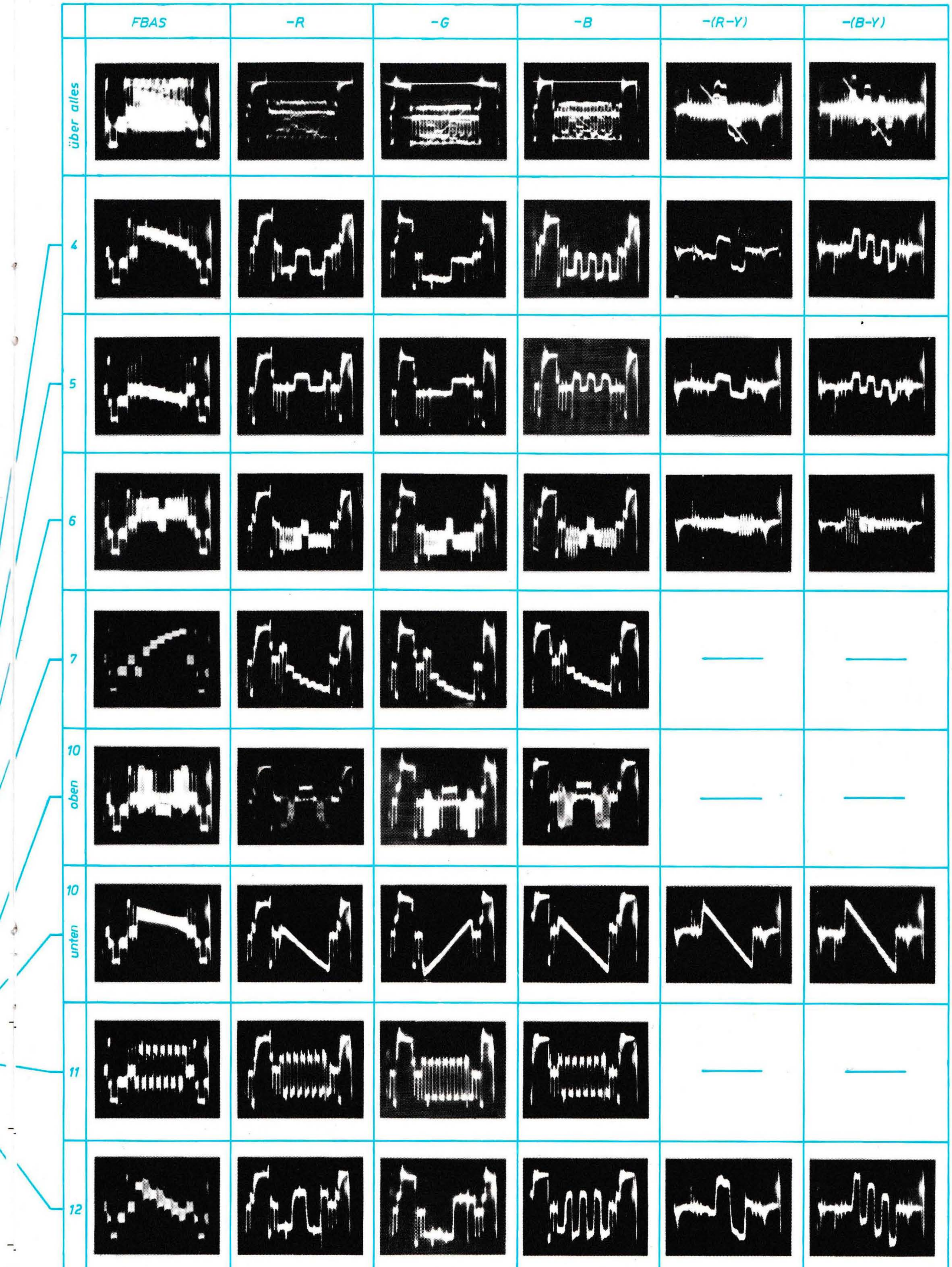


Bild 1: Das Testbild und die Darstellung der dazugehörigen wichtigsten Oszillogramme


FBAS
-R
-G
-B
-(R-Y)
-(B-Y)
über alles
4
5
6
7
10 oben
10 unten
11
12

Vertikale und horizontale Bildlage

Infolge Farbreinheits- und Konvergenzeinstellungen sowie durch Bildröhrenstreuungen kann das Bild vertikal und horizontal aus der Schirmmitte verschoben sein.

Eine Zentrierung erfolgt beim Schwarzweißempfänger durch Zentriermagnete. Im Farbfernsehempfänger werden die Ablenkspulen zusätzlich zu den Ablenkströmen von Gleichströmen durchflossen, deren Größe und Richtung vertikal (Bildlage vertikal) und horizontal (Bildlage horizontal) getrennt einstellbar sind. Eingestellt wird zunächst so, daß das Gitterlinienkreuz in Bildschirmmitte liegt. Die endgültige Zentrierung erfolgt derart, daß nach optimaler Linearitäts- und Konvergenzeinstellung sowie Bildeinschreibung etwa bis zu den äußeren Rändern des Rahmens dieser symmetrisch zu den Schirmrändern liegt. Bei Geräten mit variabler Phaseneinstellung des Horizontalgenerators ist diese vorher so durchzuführen, daß das Bild symmetrisch zur Austastung liegt.

Linearität

Die vertikale und horizontale Linearität wird mit den vorgesehenen Elementen zweckmäßig bei eingeschriebenem Bild mit Hilfe der Gitterlinien und des Kreises auf optimale Werte eingestellt. Dabei werden vom Auge besonders kritisch Nichtlinearitäten in der Abbildung des Kreises registriert. Linearitätsfehler um 3 % sind bereits auffällig (zugelassen ± 8 %).

Kissenentzerrung

Der Krümmungsradius des Bildschirmes moderner Farbbildröhren ist größer als der Abstand vom Ablenkmittelpunkt zur Bildschirmmitte. Dadurch entstehen Kissenverzeichnungen, die ein rechteckiges Testbild auf dem Bildschirm mit konkaven Seiten (Kissen) erscheinen lassen. Durch entsprechende Auslegung der Ablenkspulen werden die Ablenkfelder so gestaltet, daß sie der Kissenverzeichnung entgegenwirken. Die verbleibenden Verzeichnungen werden bei Schwarzweißbildröhren mit den Kissenentzerrungsmagneten korrigiert. Bei Farbbildröhren ist eine derartige Korrektur nicht möglich, weil die drei Strahlsysteme unterschiedlich beeinflußt werden würden. Die Kissenentzerrung ist nur über die Modulation der Ablenkströme zu erreichen. Für den Grad der Modulation sind getrennt für die Nord-Südrichtung (NS-Korrektur) und die Ost-Westrichtung (OW-Korrektur) Einstellorgane vorhanden. Nach dem Gitterfeld werden waagerechte Linien mit der NS-Korrektur und senkrechte Linien mit der OW-Korrektur so eingestellt, daß ein Minimum an kissen- oder tonnenförmigen Verzeichnungen erreicht wird. Sind Einstellelemente zur Korrektur von Trapezfehlern vorhanden, so sind sie bei den Abgleicharbeiten zu berücksichtigen. Die Weiterentwicklung der Ablenktechnologie hat bei modernen Farbbildröhren (z. B. A 67 – 701 X) dazu geführt, daß auf ein NS-Korrekturorgan verzichtet werden kann.

Bildgröße

Das vorliegende Testbild basiert auf einem Seitenverhältnis des Bildschirms von 4:3. Wie bereits bei den Angaben zum Gitterfeld und zum Rahmen festgestellt, beträgt die Breite des weißen Karofeldes auf der linken Rahmenseite ohne die 1. Gitterlinie 1,5 µs, die entsprechende auf der rechten Rahmenseite ohne die 19. Gitterlinie 1,3 µs. Wird die Bildbreite so eingestellt, daß die weißen Karofelder in der Überschreibung liegen, die 1. und 19. vertikale Gitterlinie aber noch in voller Breite sichtbar sind, so beträgt die Überschreibung links 2,9 % bzw. rechts 2,5 %. Die Ermittlung der Verhältnisse in vertikaler Richtung ergibt, daß die Höhe des weißen Karofeldes am oberen Bildrand 25,5 Zeilen je Vollbild und die am unteren Bildrand 27,5 Zeilen je Vollbild beträgt. Dabei werden die 1. und 14. horizontale Gitterlinie wiederum nicht mit hinzugerechnet. Bei überschriebenem Karofeld in vertikaler Richtung und noch sichtbarer 1. und 14. Gitterlinie beträgt die Überschreibung oben 4,4 % und unten 4,8 %. Eine derartige Überschreibung horizontal und vertikal würde zu einer Einstellung führen, bei der das Bild in vertikaler Richtung zu weit gedehnt ist. Die Betrachtungen beziehen sich dabei auf Bildröhrentypen, bei denen sich die nutzbare Schirmbreite zur nutzbaren Schirmhöhe ebenfalls wie 4:3 verhält (z. B. A 56 – 120 X; 61 ЛК 3 Ц; A 67 – 701 X).

Die derzeitigen unterschiedlichen prozentualen Breiten bzw. Höhen der Karos im Umfeldrahmen müssen als Mangel angesehen werden. Es wird vorgeschlagen, den Umfeldrahmen so abzuändern, daß sich bei dessen Überschreibung oben und unten je 3 % von der Höhe des Rasters bzw. links und rechts je 3 % von der Breite des Rasters ergeben. Dieses Maß der Überschreibung von 3 % ist bei modernen Geräten ausreichend, da die Stabilität der Ablenkgeneratoren verbessert wurde, Probleme der Alterung durch die Transistorisierung in den Hintergrund getreten sind und Maßnahmen zur Bildgrößenstabilisierung verwirklicht wurden (z. B. strahlstromabhängige Bildgrößenkorrektur beim Colortron 3000).

Für die derzeitigen Verhältnisse des Umfeldrahmens, auf die Bildgrößeneinstellung angewendet, ist folgendes vorzuschlagen:

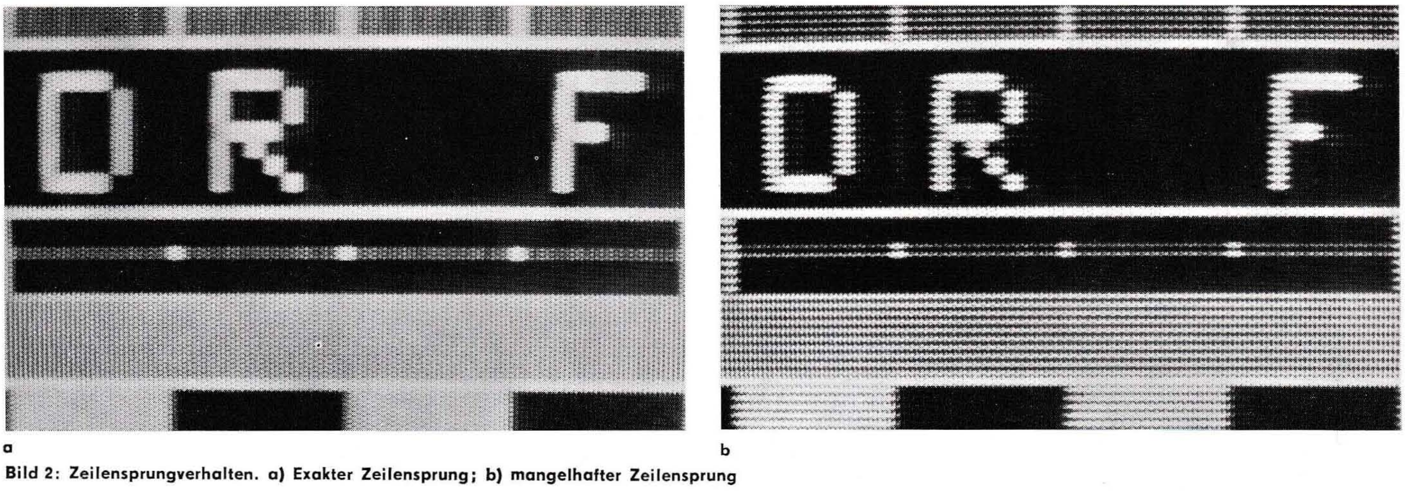
Die Bildbreite wird so eingestellt, daß die 1. und 19. vertikale Gitterlinie gerade vollständig in der Überschreibung liegen (außerhalb der nutzbaren Schirmbreite). Das entspricht einer Überschreibung von etwa 3,5...3,1 %. Die Bildhöhe wird anschließend so eingestellt, daß die Höhe des Kreises gleich seiner Breite ist. Dabei wird etwa 1/3 der Höhe des horizontalen Teils des Rahmens (oben und unten) noch sichtbar sein.

Bei Bildröhren mit einem Seitenverhältnis von 5:4 (59 ЛК 3 Ц) liegen die Verhältnisse anders. Bei einer Überschreibung von je 3 % in vertikaler Richtung wie beim 4:3-Format (1/3 der Höhe des horizontalen Teils des Rahmens noch sichtbar) ist horizontal eine Überschreibung von je 6,5 % notwendig. Das bedeutet, daß vom 1. bis 18. Gitterfeld etwa je 2/3 seiner Breite in der Überschreibung liegen.

2.3. Konvergenz

Die Konvergenzeinstellung dient dazu, die drei Farbbilder möglichst genau zur Deckung zu bringen. Die statische und dynamische Konvergenz wird unter Zuhilfenahme des Gitterfeldes eingestellt, wobei die statische Konvergenzkorrektur in Bildschirmmitte mit Hilfe des Gitterlinienkreuzes erfolgt. Die Helligkeit ist so einzustellen, daß keine Defokussierung auftritt.

Der Konvergenzfehler ist auf die Mitte



a b

Bild 2: Zeilensprungverhalten. a) Exakter Zeilensprung; b) mangelhafter Zeilensprung

der Gitterlinie zu beziehen. Man ermittelt den Konvergenzfehler zwischen den zwei Farbrastern, die die größte Abweichung aufweisen. Das nicht benötigte Strahlsystem kann dabei abgeschaltet werden. Die Schirmfläche wird in drei Zonen unterteilt, für die unterschiedliche Werte des zulässigen Konvergenzfehlers gelten. Im Kreis mit einem Durchmesser $\leq$ 0,75 H (H stellt die sichtbare vertikale Bildschirmabmessung dar) ist der zulässige Konvergenzfehler $\leq$ 1,2 mm. Im Kreis mit dem Durchmesser $\leq$ 1,1 H sind maximal 2,4 mm, außerhalb des Kreises mit 1,1 H sind 2,8 mm Konvergenzfehler zulässig.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß in einem Farbfernsehempfänger viele Einstellungen grundsätzlich bzw. je nach den gewählten Schaltungen mehr oder weniger voneinander abhängig sind. Das bedeutet, daß ein Abgleich nach der Durchführung des nächsten häufig kontrolliert und möglicherweise korrigiert werden muß.

2.4. Beurteilung des Zeilensprungverhaltens

Im Streifen 10 (obere Hälfte), Spalten i bis l werden drei Zeilen mit einem Helligkeitswert von 25 % derart geschrieben, daß die erste und die dritte Zeile in einem und die dazwischenliegende Zeile im anderen Halbbild enthalten sind. Der gleichmäßige Abstand der Zeilen gibt Auskunft über die Qualität des Zeilensprunges.

Zur Erzielung ausreichender Strahlschärfe sollten diese Betrachtungen bei geringer Helligkeit durchgeführt werden. Ein einwandfreier Zeilensprung liegt vor, wenn beide Halbbilder des Testbildes exakt ineinander verschachtelt sind (Bild 2a). Die Zeilensprungqualität ist mangelhaft, wenn die Zeilen paarig stehen oder gar übereinandergeschrieben werden (Bild 2b). Derartige Mängel in der Güte der Synchronisation können durch Einstreuungen von Zeilenimpulsen in den Vertikalgenerator entstehen.

2.5. Weißabgleich

Der Weißabgleich als Grundeinstellung für den weiteren Farbabgleich bereitet keine Schwierigkeiten. Er wird – wie bisher üblich – entsprechend den Hinweisen in den Serviceschriften durchgeführt. Dabei ist grundsätzlich der Farbdekoder auszuschalten (mit der eventuell vorgesehenen Taste), oder die Farbsättigung ist so weit zu reduzieren, daß mit Sicherheit keine Farbdifferenzsignalanteile mehr zur Aussteuerung der Bildröhre beitragen.

Die Einstellungen sind zweckmäßigerweise mit dem Signal im Streifen 7 (Grautreppe) durchzuführen. Dabei ist der Sperrpunkt auf das linke Feld (0-%-Pegel, Schwarzbild) zu beziehen und dieses Feld bei der in der Serviceanleitung vorgegebenen Stellung des Helligkeitseinstellers auf Schwarz einzustellen (statischer Weißabgleich).

Beim Amplitudenabgleich (dynamischer Weißabgleich) ist bei vorgegebener Kontrasteinstellung mit den helleren Bildteilen auf Weiß einzustellen.

2.6. Nullpunktabgleich der Farbdifferenzsignale

Für den Nullpunktabgleich sind prinzipiell alle Schwarz- und Grauflächen anwendbar, bei denen der Farbträger mit seinen Ruhefrequenzen (Farbdifferenzsignale sind 0) vorhanden ist. Als besonders günstig hat sich die Anwendung der Gitterflächen (25-%-Pegel) oder der Grauflächen in der Grautreppe (Streifen 7) erwiesen.

Zur Kontrolle bzw. Einstellung der Nullpunkte wird wechselweise der Farbkanal ein- und ausgeschaltet. Dabei ist zu beachten, daß der Farbsättigungseinsteller mindestens seine optimale Einstellung bezüglich der Dematrizierung aufweist oder zur besseren Fehlererkennung sogar etwas in Richtung „Übersättigung" verstellt wird. Dieser Einstellung muß ein exakter Weißabgleich vorangegangen sein. Bei optimalem Nullpunktabgleich in beiden Farbdifferenzsignalen darf der Farbeindruck bei ein- und ausgeschaltetem Farbkanal keine Unterschiede aufweisen.

Bei der Nullpunkteinstellung am R-Y-Demodulator nimmt der Farbton einen rötlichen Charakter an, wenn die Frequenz höher wird (im allgemeinen Linksdrehung des Kernes), und wird bei niedrigerer Frequenz grünlich.

Beim B-Y-Demodulator wird der Farbton bei zu niedriger Frequenz bläulich und bei zu hoher Frequenz ebenfalls grünlich.

Der Abgleich muß je nach Grad der Verstimmung mehrmals wechselseitig wiederholt werden, wobei es zweckmäßig ist, durch Abschalten des Farbkanals zwischendurch den Farbeindruck des Grauwertes wieder in Erinnerung zu rufen.

Im Bild 3 sind für verschiedene Verstimmungen die entsprechenden Schirmbilder und Oszillogramme angegeben.

2.7. RGB-Matrix

Die Einstellung der RGB-Matrix (auch häufig als Dematrizierung bezeichnet) wird mit den Streifen 11 und 12 durchgeführt. Folgendes Prinzip wird angewendet: Zu jedem Balken des Farbbalkentestsignals im Streifen 12 gehört eine Schwarz- und eine Weißfläche im Streifen 11. Beide Signale (Farbbalken und Weißflächen) müssen den gleichen Pegel aufweisen. Im Falle des Testbildes sind das 75 % (Maximalwert) und 0 % (Schwarzwert). Demzufolge müssen die Weißflächen im Streifen 11 und der Weißbalken in den Spalten c und d des Streifens 12 im Weißwert übereinstimmen. Wird nun beispielsweise nur der Rotauszug betrachtet, was durch Außerbetriebsetzen des blauen und grünen Strahlsystems erreicht werden kann, so läßt sich die R-Matrix nach folgenden Kriterien einstellen:

Bei optimaler Einstellung der R-Matrix ergeben sich neben dem Weiß im Streifen 11 im Streifen 12 für die Farben Gelb, Violett und Rot gerade die 75-%-Pegelwerte, die auch bei den Weißflächen im Streifen 11 entstehen. Für die Farben Türkis, Grün und Blau ergeben sich die Pegelwerte 0 %, die im Streifen 11 auch in den Schwarzflächen entstehen. Für jeden Farbbalken kann also durch Vergleich mit den darüberliegenden hellen oder dunklen Flächen die Richtigkeit der Einstellung der R-Matrix kontrolliert werden.

Ist die Farbsättigung zu gering, so erscheinen die dunklen Bildflächen im Streifen 12 nicht dunkel genug und die hellen Bildflächen (außer dem Weißbalken) nicht hell genug. Im Extremfall (Farbsättigung = 0) wird nur die Grautreppe (als Rotsignal) dargestellt. Bei Übersättigung sind dementsprechend die dunklen Bildflächen dunkler und die hellen Bildflächen heller als im Streifen 11.

Nach der gleichen Methodik lassen sich die Blau-Matrix und, wenn konzeptionell möglich, auch die Grün-Matrix einstellen, wobei dann jeweils wieder die nicht benötigten Strahlsysteme außer Betrieb zu setzen sind.

Die Genauigkeit der Einstellung wird durch die Möglichkeit des Vergleichs mit dem dazugehörigen Sollwert im Streifen 11 gegenüber der bisherigen Methode wesentlich erhöht. Es soll daran erinnert werden, daß bei der bisherigen Methode der Matrixeinstellung mit Farbbalken bei jeweils abgeschalteten Strahlsystemen auf Gleichheit der hellen und dunklen Flächen innerhalb des Farbbalkens abgeglichen wurde.

In den Bildern 4 und 5 sind für verschiedene Farbsättigungseinstellungen die Schirmbilder und die dazugehörigen Oszillogramme dargestellt.

2.8. HF-Deemphasis

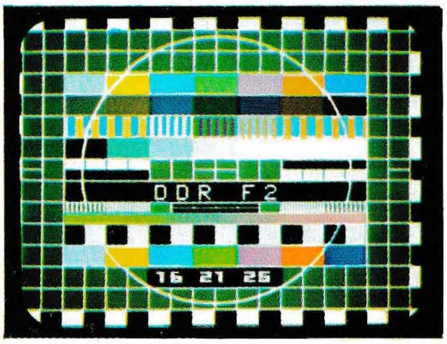
Die HF-Deemphasis ist zweckmäßigerweise mit dem Farbbalken im Streifen 12 mit Hilfe oszillografischer Auswertung auf Amplitudengleichheit wie bisher üblich einzustellen. Für einen Grobabgleich ist eine Einstellung auf geringstes Ausfransen bei den Farbübergängen in allen Farbsprüngen nach Sicht auf dem Bildschirm möglich, sie kann aber die oszillografische Auswertung nicht ersetzen.

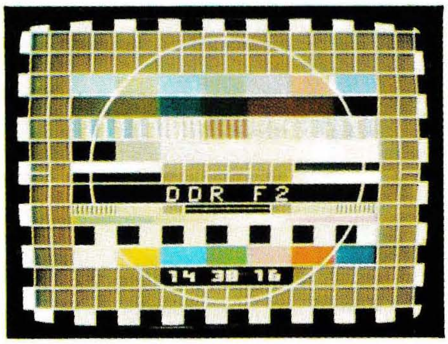
2.9. Linearität der Farbdifferenzsignale

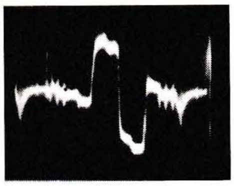
Es wird das Sägezahnsignal Grün-Violett in der unteren Hälfte des Streifens 10 (s. Bild 1) verwendet. Dabei ist nur eine oszillografische Auswertung möglich. Falls der Dekoder eine Einstellung der Linearität vorsieht, ist auf optimale Linearität des Sägezahnes an beiden Demodulatorausgängen (R-Y, B-Y) einzustellen. Da sich das Sägezahnsignal von allen übrigen Signalen recht deutlich abhebt, ist bei diesem Parameter der Einsatz eines üblichen Serviceoszillografen ohne die im folgenden beschriebene Zusatzeinrichtung möglich.

2.10. Auflösung im Leuchtdichtekanal

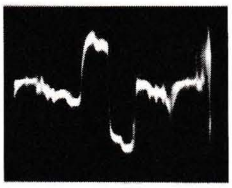
Zur Beurteilung der Auflösung im Leuchtdichtekanal stehen die Frequenzen 2 MHz und 3 MHz in Form eines Multiburstsignales im Streifen 10 (obere Hälfte) zur Verfügung. Auf höherfrequente Frequenzpakete (etwa im Farbträgerbereich) wurde bewußt verzichtet, um das Übersprechen vom Leuchtdichtesignal in den Farbartkanal zu vermeiden. Dies schränkt zwar die An-



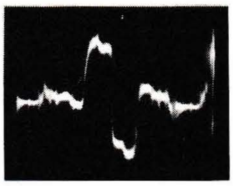




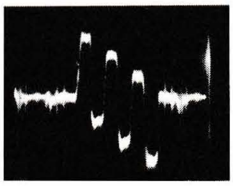
R-Y



3b) R-Y-Demodulator (Verstimmung: ≈ −50 kHz)

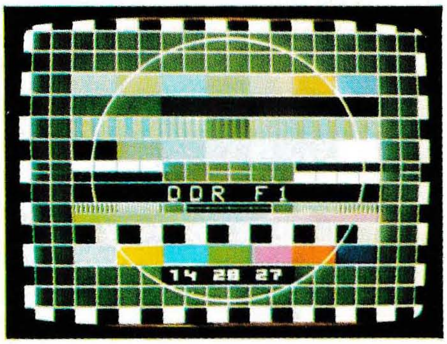


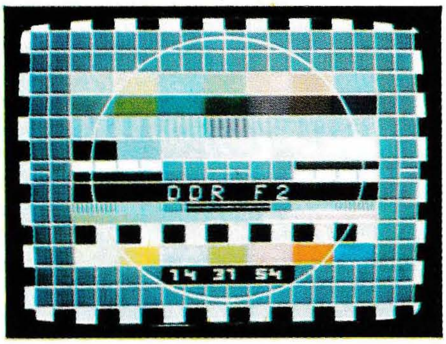
3c) R-Y-Demodulator (Verstimmung: ≈ +50 kHz)

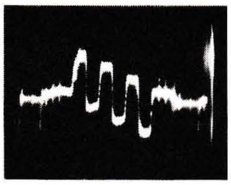


B-Y

3a) Sollabstimmung







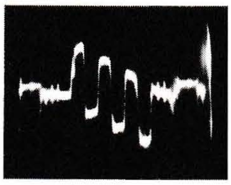


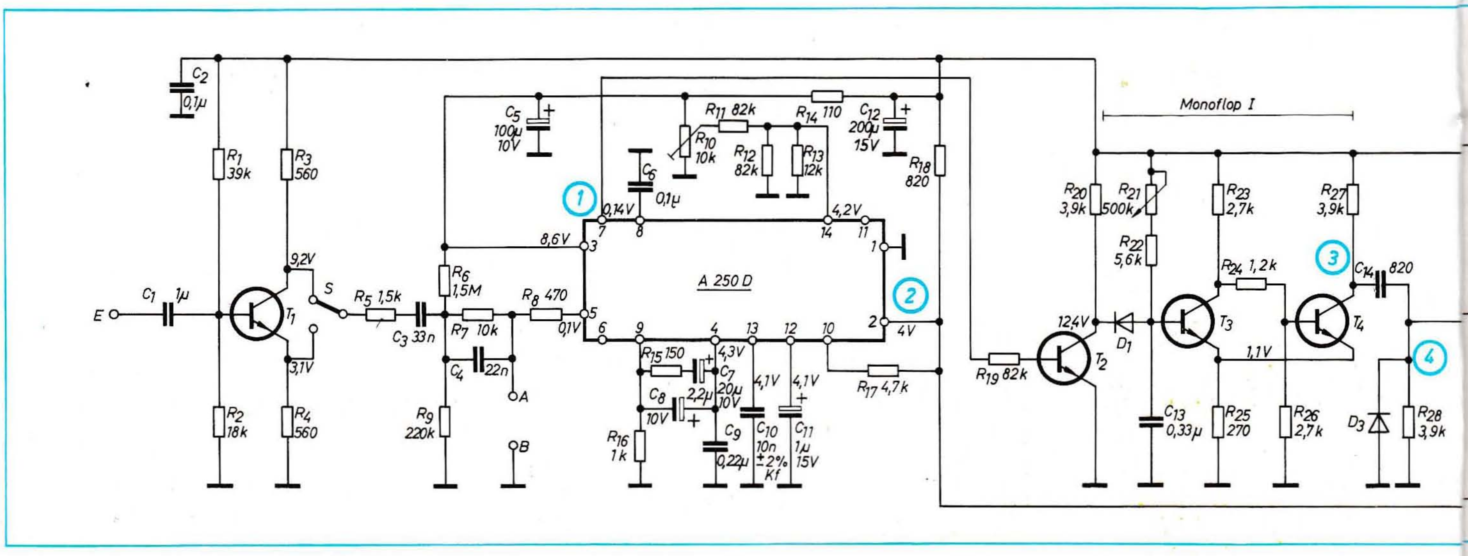
Bild 3: Nullpunktabgleich der Diskriminatoren

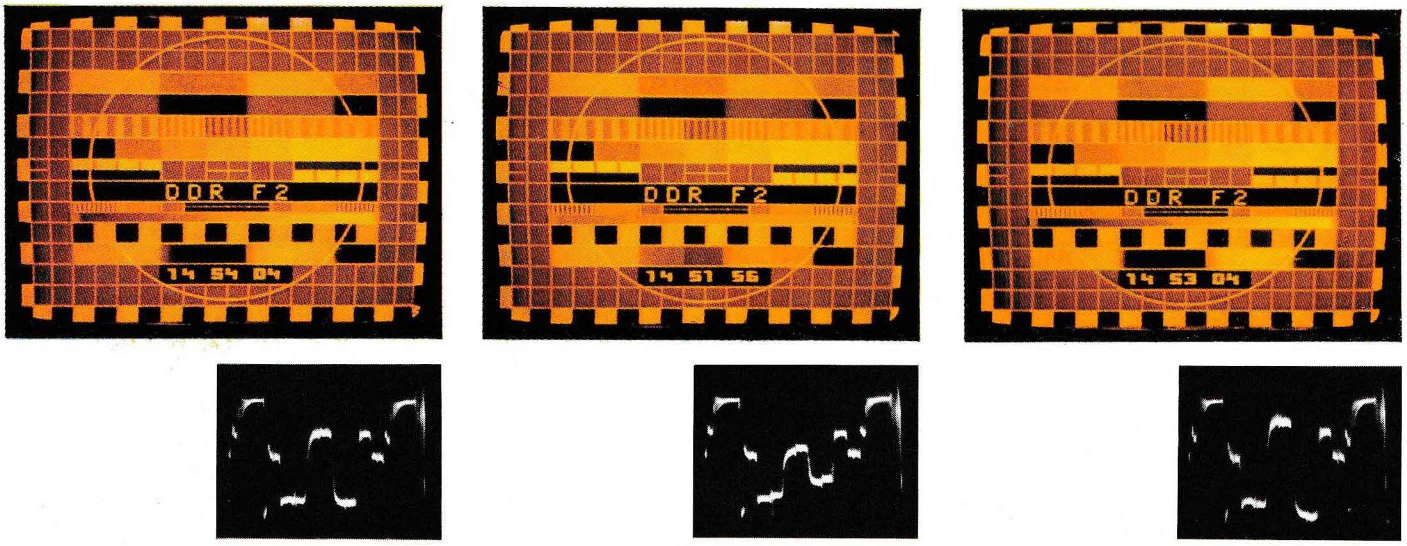
3d) B-Y-Demodulator (Verstimmung: ≈ −50 kHz)

3e) B-Y-Demodulator (Verstimmung: ≈ +50 kHz)

Bild 6: Schaltung der Zusatzeinrichtung
Abgleich der Zeilenfrequenz R_{10}:

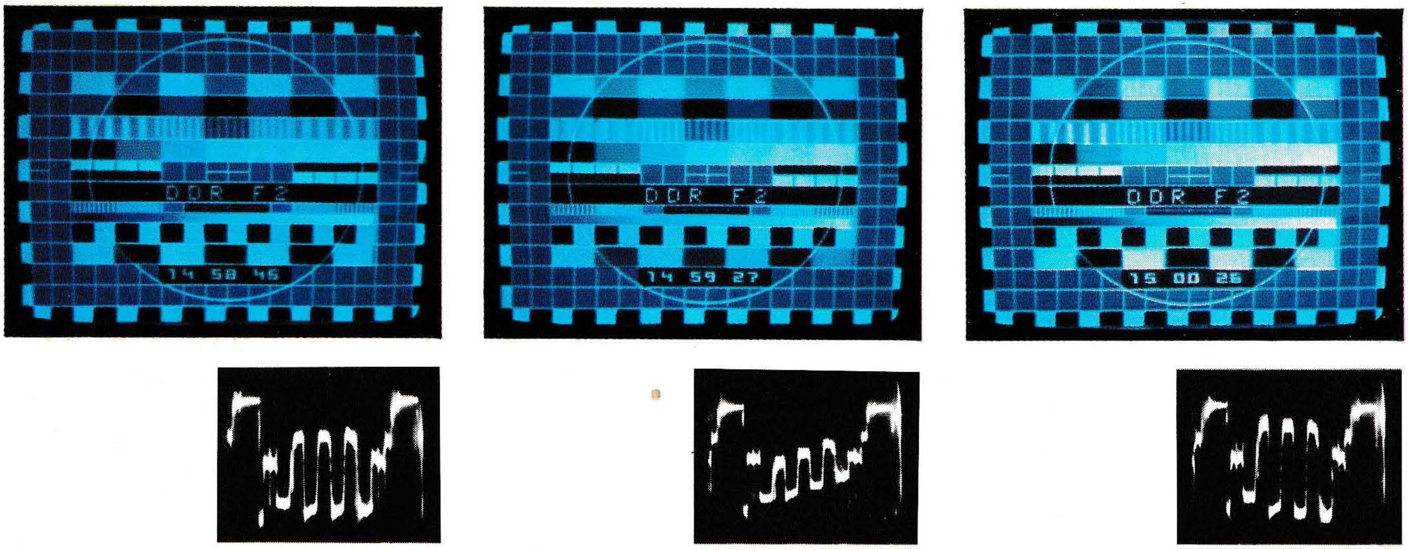
1. Punkte A und B kurzschließen
2. Schwebungsnull des Signals an Pin 2 zur Zeilenfrequenz mit R_{10} einstellen
3. Kurzschluß A–B entfernen





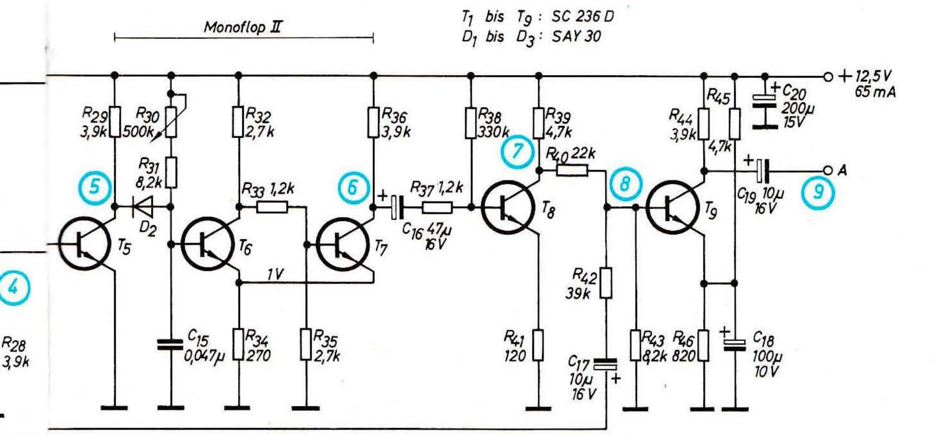
4a) Sollwerteinstellung **4b) R-Y zu klein (entsättigt)** **4c) R-Y zu groß (übersättigt)**

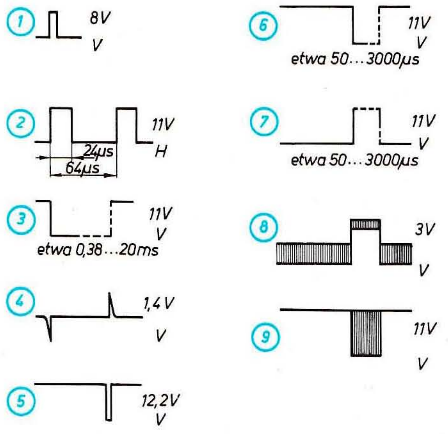
Bild 4: Einstellung der Rot-Matrix



5a) Sollwerteinstellung **5b) B-Y zu klein (entsättigt)** **5c) B-Y zu groß (übersättigt)**

Bild 5: Einstellung der Blau-Matrix





wendbarkeit dieses Signals etwas ein, verbessert aber den Gesamteindruck des Bildes.

Die Auswertung am Bildschirm erfolgt subjektiv auf Vorhandensein dieser Linien. Etwas objektivere Ergebnisse erzielt man mit der oszillografischen Messung, bei der die Amplitudenwerte für die einzelnen Frequenzpakete ermittelt werden können und mit dem 100-%-Weiß ins Verhältnis zu setzen sind.

2.11. Farbauflösung

Neben der Beurteilung der Farbübergänge bei den verschiedenen Farbbalkensignalen dient hierzu der Streifen 6 (s. Bild 1). Bei der Beurteilung der Farbauflösung kommt es hauptsächlich auf das Überschwingen und die Flankenverschleifung bei Farbsprüngen an.

Durch die Wahl der Farbübergänge Gelb-Blau, Grün-Violett und Rot-Türkis ist sichergestellt, daß bei beiden Farbdifferenzsignalen die maximalen Sprünge auftreten und somit die kritischen Farbübergänge erfaßt werden. Zur Vermeidung von zu starken Impulsverschleifungen durch die systembedingte Hubbegrenzung werden die Signale mit Pegelwerten von 37,5 % (Minimalwert) und 75 % (Maximalwert) bzw. für Grün-Violett nach Abschnitt 1 übertragen.

Bei einem Farbfernsehempfänger mit guten Farbauflösungseigenschaften müssen die angegebenen Farbsprünge mit einer Folgefrequenz von 1 MHz noch gut erkennbar sein.

Zur Beurteilung des Überschwingens kann neben den Farbsprüngen im Streifen 6 zusätzlich der Farbbalken im Streifen 4 und 12 herangezogen werden.

2.12. Koinzidenzfehler

Beim Koinzidenzfehler handelt es sich um eine zeitliche Verschiebung zwischen dem Leuchtdichtesignal und den Farbdifferenzsignalen. Dieser Parameter wird zweckmäßigerweise mit dem Farbbalkensignal im Streifen 4 bzw. mit den Farbsprüngen im Streifen 6 kontrolliert. Zur Erfassung und Fixierung der örtlichen Lage des Leuchtdichtesignalsprunges wird der Farbkanal kurzzeitig abgeschaltet. Beim Zuschalten der Farbdifferenzsignale muß die Mitte des Farbüberganges an der Stelle des Leuchtdichtesignalsprunges liegen.

Bei einer 59-cm-Bildröhre entspricht eine Abweichung von 1 mm etwa einer Laufzeitverschiebung von 100 ns.

2.13. Fahnenziehen, Überschwingen, Doppelkonturen

Unter Fahnenziehen und Überschwingen ist die Beurteilung des Impulsverhaltens im Leuchtdichtesignal zu verstehen. Dies wird günstigerweise mit solchen Signalen durchgeführt, die möglichst große Schwarzweißsprünge mit nachfolgend schwarzen oder weißen Flächen aufweisen. Gut geeignet sind die Schwarzweißsprünge im Streifen 11 und die Signale im Streifen 8, wobei der Durchgang des Kreises durch Schwarz ebenfalls sehr günstig zur Beurteilung herangezogen werden kann. Weiterhin läßt sich das Überschwingen natürlich auch an allen senkrechten Gitterlinien beurteilen.

Vom Mehrwegeempfang herrührende Doppelkonturen lassen sich ebenfalls mit diesen Signalen gut ermitteln, sind aber bei sehr kurzen Zeitverzögerungen für das reflektierte Signal mitunter nur sehr schwierig von Fahnenziehen bzw. Überschwingen zu unterscheiden.

2.14. Schwarzwertstabilität

Die Schwarzwertstabilität (Klemmfehler) kann mit Hilfe dieses Testbildes durch Verändern des Kontrasteinstellers und des Farbsättigungseinstellers kontrolliert werden. Dazu wird die Helligkeit zweckmäßigerweise so eingestellt, daß die Schwarzflächen in den Streifen 7, 8 und 11 (s. Bild 1) gerade sichtbar werden und eine Veränderung beurteilt werden kann. Bei Veränderung des Kontrastes darf sich dieser Schwarzwert nicht verändern bzw. darf er das zulässige Maß nicht übersteigen. Das zulässige Maß (bei neueren Geräten wird ein Wert von < 2 %, bei älteren Geräten ein Wert von < 7 % gefordert, bezogen auf 100 % Weiß bei Maximalkontrast) kann nur über eine oszillografische Messung an den Katoden unter Beachtung des Einflusses der sich unter Umständen mit ändernder Schirmgitterspannung ermittelt werden. Dabei ist zu beachten, daß etwa 10 V Schirmgitterspannungsänderung etwa 2 V Katodenspannungsänderung entsprechen (Durchgriff 20 %). Im Verlauf der praktischen Anwendung des Testbildes wird sich dann sehr schnell eine gewisse Routine einstellen.

Bei Veränderung der Farbsättigung wird ähnlich vorgegangen. Dabei ist jedoch besonders darauf zu achten, daß es weder zu einer Veränderung des Schwarzwertes noch zu einer Farbtonveränderung in den Schwarzflächen kommt. Eine Ausnahme bilden hierbei die Geräte Color 20 bis Color 22, bei denen eine solche Veränderung bei Übersättigung durch die konzeptionell vorgesehene Spitzenwertklemmung bedingt ist. Die Beurteilung des Schwarzwertes bei Veränderung des Farbsättigungseinstellers setzt aber einen exakten Abgleich der Nullpunkte voraus.

3. Einfache Zusatzeinrichtung zur oszillografischen Auswertung des Testbildes

Der hohe Informationsgehalt des Testbildes läßt eine oszillografische Auswertung mit einfachen Serviceoszillografen nicht zu oder erlaubt sie nur mit Einschränkungen. Bei interner Triggerung des Oszillografen vom Meßsignal oder externer Triggerung mit Zeilenimpulsen vom Meßobjekt (Fernsehgerät) werden alle Zeilen des Testbildes auf dem Oszillografenschirm übereinander geschrieben, so daß eine Auswertung durch unterschiedlichen Zeileninhalt praktisch nicht möglich ist.

Die Zusatzeinrichtung dient dem Ziel, dem Oszillografen (z. B. EO 174 A) nur für die zu untersuchende Zeile über den externen Triggereingang (Bu 2) einen Triggerimpuls zuzuführen. Da dies mit einem Helligkeitsverlust des Oszillografenstrahles verbunden ist, kann durch eine variable Einstellung für die Dauer eines Streifens mit in der Regel gleichem Zeileninhalt getriggert werden. Zur Auswahl der Zeile oder des Streifens ist eine variable Positionierung vorgesehen. Der Zusatzeinrichtung (Schaltung siehe Bild 6) ist ein komplettes Videosignal in positiver oder negativer Polarität zuzuführen, das im Farbfernsehgerät am Impedanzwandlerausgang nach der Videodemodulation mit Amplituden zwischen 1 V und 4 V praktisch immer zur Verfügung steht. Das Videosignal gelangt über die Eingangsbuchse E zur Phasenumkehrstufe T_1. Bei positivem Videosignal am Eingang E wird mit einem Schalter das invertierte Signal am Kollektor von T_1 abgenommen. Es gelangt als negatives Videosignal an den Eingang Pin 5 der integrierten Schaltung A 250 D zur Impulsabtrennung. Bei negativem Videosignal an E ist mit S an den Emitter zu schalten. Der Schaltkreis enthält außer dem Amplitudensieb eine Bildimpulsabtrennstufe, die am Pin 7 einen positiven Vertikalimpuls von 8 V Amplitude liefert, eine Phasenvergleichs- und Horizontalgeneratorschaltung sowie eine Ausgangsstufe, die am Pin 2 einen Horizontalimpuls von 11 V Amplitude liefert.

Der positive Vertikalimpuls öffnet den Transistor T_2, so daß der Kondensator C_{13} über die Diode D_1 und den Transistor T_2 schlagartig entladen, der Transistor T_3 des Monoflops I gesperrt und somit T_4 geöffnet wird. Der Kondensator C_{13} lädt sich über R_{21}, R_{22} wieder auf, wobei die Ladezeit mit R_{21} variiert werden kann. Sobald T_3 öffnet, sperrt T_4. Am Kollektor von T_4 entsteht ein negativer Impuls mit einer Impulsbreite von etwa 0,38...20 ms. Die positive Rückflanke dieses Impulses wird zur Positionierung benutzt. Über C_{14}, R_{28} differenziert, öffnet sie den Transistor T_5, der über die Diode D_2 den Kondensator C_{15} des Monoflops II schnell entlädt. Während T_6 dadurch gesperrt wird, öffnet T_7. Der Kondensator C_{15} lädt sich über R_{30}, R_{31} wieder auf, wobei R_{30} variabel ist und zur Einstellung der Breite des negativen Fensterimpulses dient, der am Kollektor von T_7 mit einer Breite von etwa 50...3 000 μs entsteht. Dieser Impuls steht am Kollektor von T_8 in positiver Polarität zur Verfügung. Er steuert die Torschaltung mit T_9, an dessen Basis außerdem die Horizontalimpulse vom A 250 D (Pin 2) über C_{17} gelangen. Am Kollektor von T_9 stehen somit nur während der Zeit des Fensterimpulses negative, horizontale Triggerimpulse mit einer Amplitude von 11 V zur Verfügung, die am Ausgang A entnommen werden können und zur Triggerung des Serviceoszillografen dienen. Es ist möglich, den Fensterimpuls an jeder interessierenden Stelle mit R_{21} während einer Vertikalablenkperiode zu positionieren und die Breite des Fensters mit R_{30} zu variieren.

Mit der beschriebenen Zusatzschaltung wurde die Darstellung und Aufnahme der abgebildeten Oszillogramme überhaupt erst möglich. Sie erfüllt damit ihren beabsichtigten Zweck.

Dickschichteinsteller – geschlossen – in Miniaturausführung

Dipl.-Ing. VOLKER NAGEL und Dipl.-Ing. STEFAN MEISSNER

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain

Im VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain, Betrieb im Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow, wurde ein neuer Dickschichteinsteller in geschlossener Ausführung entwickelt und in das Produktionsprogramm aufgenommen. Dieser Einsteller mit Feintrieb wird in der P-Ausführung (Spindeleinstellung parallel zur Leiterplatte) und in der S-Ausführung (Spindeleinstellung senkrecht zur Leiterplatte) hergestellt.

Die technischen Parameter des neuen Bauelementes sind im überarbeiteten Fachbereichstandard für veränderbare Schichtwiderstände der Baureihe 513 und 523 TGL 27 423 (verbindlich ab 1. 1. 1981) zusammengefaßt.

Gegenüber den bestehenden Dickschichteinstellern der Nenngrößen 513.1313 und 513.813 nach TGL 27 423 wird der neue Einsteller in miniaturisierter Ausführung mit den äußeren Abmessungen 11 mm × 10 mm × 6,5 mm sowie mit international üblichen Rastermaßen gefertigt (Bilder 1 und 2).

Aufbau und Wirkungsweise

Das Widerstandselement wird wie bei den Vorgängertypen durch Siebdruck hergestellt. Dabei werden jeweils Kontaktierungs- und Widerstandspaste auf ein Keramiksubstrat aufgedruckt, getrocknet und einem Brennprozeß unterzogen. Diese Dickschicht, auch Cermetschicht genannt, ist glashart und hermetisch abgeschlossen, wobei ein gutes Klimaverhalten mit niedrigem Temperaturkoeffizienten erreicht wird. Die Anschlußlötfahnen werden mit Hilfe eines effektiven Lötverfahrens angebracht.

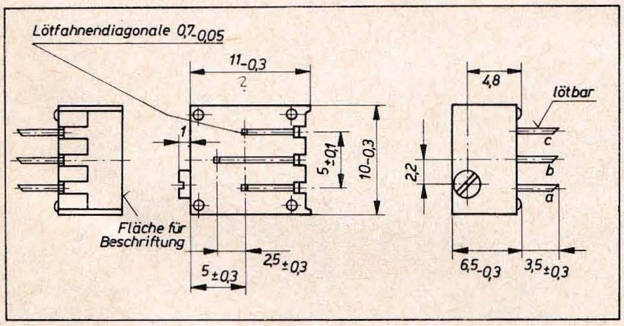


Bild 1: Abmessungen des Dickschichteinstellers – Nenngröße 513.610 (S-Ausführung)

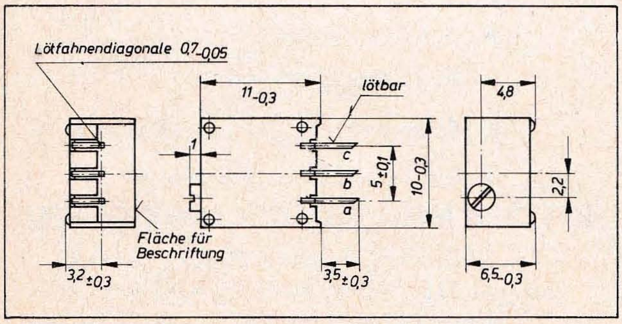


Bild 2: Abmessungen des Dickschichteinstellers – Nenngröße 513.1010 (P-Ausführung)

Das Gehäuse des Einstellers besteht aus Ober- und Unterteil. Als Gehäusematerial wird Polykarbonat (blau) eingesetzt, das im Bereich von —55...+125 °C temperaturbeständig ist. In das Gehäuseunterteil wird das mit Lötfahnen bestückte Widerstandselement eingesetzt. Das Gehäuseoberteil trägt in einer Passung den Federträger, auf dem eine Schleiffeder, die die elektrische Verbindung vom Widerstandselement zum Schleiferabgriff herstellt, fest verankert ist. Eine gute Kontaktgabe und ein geringer Übergangswiderstand werden durch eine Schleiffeder mit Multifingerabgriff erreicht.

Die Funktion des Antriebes bzw. die Einstellung des entsprechend abzugreifenden Widerstandswertes wird durch einen neuartigen Spindelfeintrieb realisiert. Dabei ist eine als Spindel benutzte Druck- bzw. Schraubenfeder einseitig in einem geschlitzten Spindelbetätigungskopf eingelötet. Diese flexible Spindel greift in den Zahnkranz des Federträgers ein und transportiert bei Betätigung des Spindelkopfes den Schleiffederträger. Gleichzeitig werden mit diesem Spindeltrieb die Anschläge gegen Überdrehung gesichert, und ein deutlich hör- und fühlbarer Ratscheffekt zeigt die Endstellungen des Drehbereiches an. Der Spindeltrieb wird durch eine Snap-in-Verbindung im Gehäuseoberteil befestigt.

Beide Gehäuseteile werden durch Kleben miteinander verbunden. Die Lötfahnen werden je nach Ausführungsform (P oder S) abgewinkelt sowie am Gehäuse zusätzlich befestigt. Nachträglich erfolgt ein Abdichten der Lötfahnendurchbrüche am Gehäuseunterteil. Die Kennzeichnung von Widerstandswert, Toleranz und Anschlußbezeichnung (a, b, c) ist auf der Oberseite des Bauelementes angebracht.

Elektrische und mechanische Parameter

Die Dickschichteinsteller in Miniaturausführung werden mit Nennwiderstandswerten nach der E-3-Reihe, beginnend von 10 Ω,,,4,7 MΩ hergestellt. Die Nennwiderstandstoleranz im Bereich < 100 Ω beträgt ± 20 %. Im Bereich von 100 Ω bis

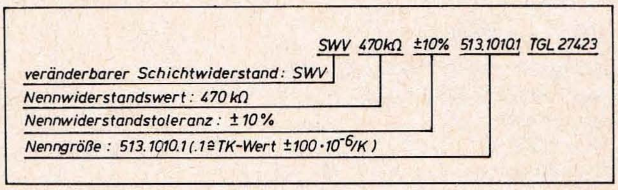


Bild 3: Bezeichnungsbeispiel

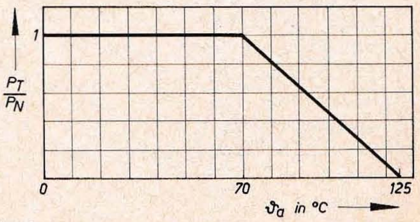


Bild 4: Verlustleistungskurve

ϑ_a = Umgebungstemperatur, P_T = temperaturbedingte Verlustleistung, P_N = Nennverlustleistung

4,7 MΩ werden diese Bauelemente sowohl mit ± 20 % als auch mit ± 10 % Toleranz geliefert.
Neu ist bei diesem Einsteller, daß im Nennwiderstandsbereich von 100 Ω...1 MΩ zusätzlich der Temperaturkoeffizient mit $\pm 100 \cdot 10^{-6}$/K garantiert wird. Im Bezeichnungsbeispiel (Bild 3) sind dafür die Nenngrößennummern 513.1010.1 und 513.610.1 anzugeben. Die Nenngrößen 513.1010 und 513.610 werden mit TK-Wert $\pm 250 \cdot 10^{-6}$/K gefertigt.
Die Bauelemente können mit einer Verlustleistung von 0,5 W bei einer Umgebungstemperatur von +70 °C belastet werden (Bild 4). Die Schwallötbarkeit sowie die Waschmittelbeständigkeit gegenüber Fluorkohlenwasserstoff werden gewährleistet.
Nach Betätigung von 200 Doppelwegen ist eine Wertabweichung von ≦ 2 % zulässig. Das Betätigungsmoment liegt bei 0,1...1,0 Ncm.
Den Forderungen der Anwenderindustrie nach Angaben von bestimmten Zuverlässigkeitswerten bei elektronischen Bauelementen wird auch im Fachbereichstandard Rechnung getragen. Vom Hersteller wird für diese Dickschichteinsteller eine Prüfausfallrate von $5 \cdot 10^{-6} h^{-1}$ angegeben. Im Abschnitt „Prüfverfahren" der TGL 27 423 sind die Bedingungen zum Nachweis der Prüfzuverlässigkeit verankert. Zusätzlich wurde eine Betriebsausfallrate von $1 \cdot 10^{-7} h^{-1}$ aufgenommen.
Weitere technische Parameter, die vom Hersteller garantiert werden, sind in der Tafel angegeben.

Technische Forderungen für Dickschichteinsteller (Auszug aus überarbeiteter TGL 27 423)

Kenngröße	Wert
Nenngröße	513.1010
	513.1010.1
	513.610
	513.610.1
Prüfklasse	55/125/56
Kurve	1
Nennwiderstand nach Reihe E 3	10...470 Ω
	1...4 700 kΩ
Nennwiderstandstoleranz	
< 100 Ω	± 20 %
100 Ω...4,7 MΩ	± 10 %; ± 20 %
Nennverlustleistung P_N bis zur Umgebungstemperatur +70 °C	0,5 W
Grenzspannung	250 V
Anschlagwiderstand R_{abA}, R_{bcE}	
$R_N \geq$ 10...220 Ω	≦ 2 Ω
$R_N > 220\,\Omega$	$\leq 0{,}005\,R_N$
Einstellbarkeit $\frac{\Delta R_{ab}}{R_N}$	≦ 0,3 %
Kontaktwiderstand $\frac{R_K}{R_N}$	≦ 5 %
Stehspannung	≧ 500 V
Einstellkonstanz nach Beanspruchung $\frac{t \leq 250\,h}{t \leq 56\,\text{Tage}}$	≦ 1 %
Prüfung C_a $\frac{\Delta R_{ab}}{R_N}$	≦ 2 %
Einstellkonstanz unter normalen klimatischen Bedingungen t ≦ 5 000 h	≦ 2 %
Dauerhaftigkeit nach ≦ 1 000 h bei 70 °C $\frac{\Delta R_g}{R_g}$	≦ 3 %
minimale Betriebsspannung	10 mV
Temperaturkoeffizient	
< 100 Ω	$\pm 250 \cdot 10^{-6}$/K
100 Ω...1 MΩ	$\pm 100 \cdot 10^{-6}$/K;¹)
	$\pm 250 \cdot 10^{-6}$/K
> 1 MΩ	$\pm 250 \cdot 10^{-6}$/K
Schwallötbarkeit (Lötzeit)	≧ 8 s
Lötbeständigkeit $\frac{\Delta R_g}{R_g}$	≦ 0,5 %
Waschmittelbeständigkeit gegenüber Fluorkohlenwasserstoff	
Beanspruchungsdauer	≧ 20 s
Temperatur	≧ 25 °C
Betätigungsmoment	0,1...1,0 Ncm
Betätigungsfestigkeit nach ≦ 200 Doppelwegen $\frac{\Delta R_g}{R_g}$	≦ 2 %
Festigkeit gegen Axialbelastung	≧ 2 N
Zugfestigkeit der Anschlüsse	≧ 5 N
Spindeldrehungen	18
Anschlag	Rutschkupplung
Stoßfestigkeit	
Einsatzgruppe: BI	
Prüfklasse nach TGL 200-0057/04: Eb6-25-8000 $\frac{\Delta R_{ab}}{R_N}$	≦ 0,5 %
niedrige Temperatur	
trockene Wärme $\frac{\Delta R_g}{R_g}$	≦ 1 %
feuchte Wärme	≦ 2 %
Prüfausfallrate $\lambda_{p0,6}$	$\leq 5 \cdot 10^{-6} h^{-1}$
Betriebsausfallrate	$\leq 10^{-7} h^{-1}$
Abmessungen Spindeleinstellschlitz	
Länge	2,5 mm
Breite	0,5 mm
Tiefe	0,5 mm

¹) ≙ Nenngrößen 513.1010.1 und 513.610.1

Anwendung

Die Dickschichteinsteller nach TGL 27 423 werden auf Grund des niedrigen TK-Wertes und des guten Klimaverhaltens vorwiegend im Meßgerätebau und in Nachrichtenübertragungsanlagen eingesetzt. Durch das kleine Einbauvolumen bei großer Nennverlustleistung werden die Bauelemente überall dort verwendet, wo bei einer großen Packungsdichte auf der Leiterplatte veränderbare Widerstände hoher Belastbarkeit und guter Stabilität benötigt werden. Durch die Gestaltung des Gehäuses kann der Einsteller universell auf der Leiterplatte eingesetzt werden.
Der neue Dickschichteinsteller stellt in seinen äußeren Abmessungen sowie in den technischen Parametern eine Qualitätsverbesserung gegenüber den bestehenden Typen der Baureihe 513 dar. Mit diesem Miniatureinsteller sollen die Bauelemente der Nenngrößen 513.1313 und 513.813, die nicht mehr für Neuentwicklungen von Geräten zugelassen sind, abgelöst werden.

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz ··· 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT·VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR·6552 Gefell·Telefon 262·Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR·102 Berlin, Alexanderplatz·Haus der Elektroindustrie

Erweiterung des SECAM-Farbbalkentestgenerators für das PAL-System

Ing. HEINRICH LINDAUER und WINFRIED WORGUL

Durch das Angebot von Zweinormen-Farbfernsehempfängern im Handel der DDR war es erforderlich, auch für den Service entsprechende Hilfsmittel zur Verfügung zu stellen. Der in [1] beschriebene SECAM-Farbbalkentestgenerator wurde deshalb für das PAL-System erweitert. Im Rahmen dieses Beitrages sind jedoch keine grundlegenden theoretischen Untersuchungen der Wirkungsweise des PAL-Systems möglich, so daß diese für das Verständnis des Testgenerators vorausgesetzt werden müssen.

Der in [1] beschriebene SECAM-Farbbalkentestgenerator kann in seiner konstruktiven Form vollständig beibehalten werden. Bis auf eine zusätzliche Taste zur PAL-SECAM-Umschaltung wurden äußerlich keine Veränderungen vorgenommen. Die Bezeichnungen der Signale, Bedienelemente, Leiterplatten usw. wurden ebenfalls beibehalten, so daß bei der Beschreibung des PAL-Zusatzes auf diese zurückgegriffen wird.

Beschreibung des PAL-Zusatzes

Verwendung

Der PAL-Zusatz für den Farbbalkentestgenerator „Color-Test" ermöglicht einen vollständigen Service an Zweinormen-Farbfernsehempfängern. Es ist die Erzeugung des Achtbalken-Normbildes, der drei Farb-

Bild 2:
Impulsschema für die Steuersignale der senkrechten Balken

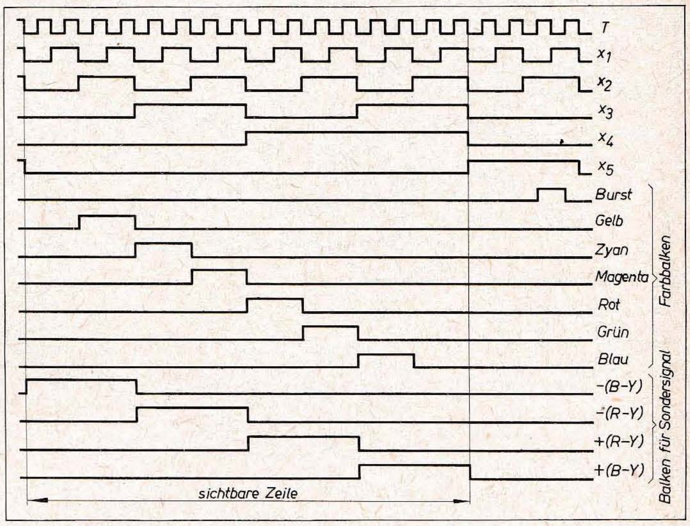
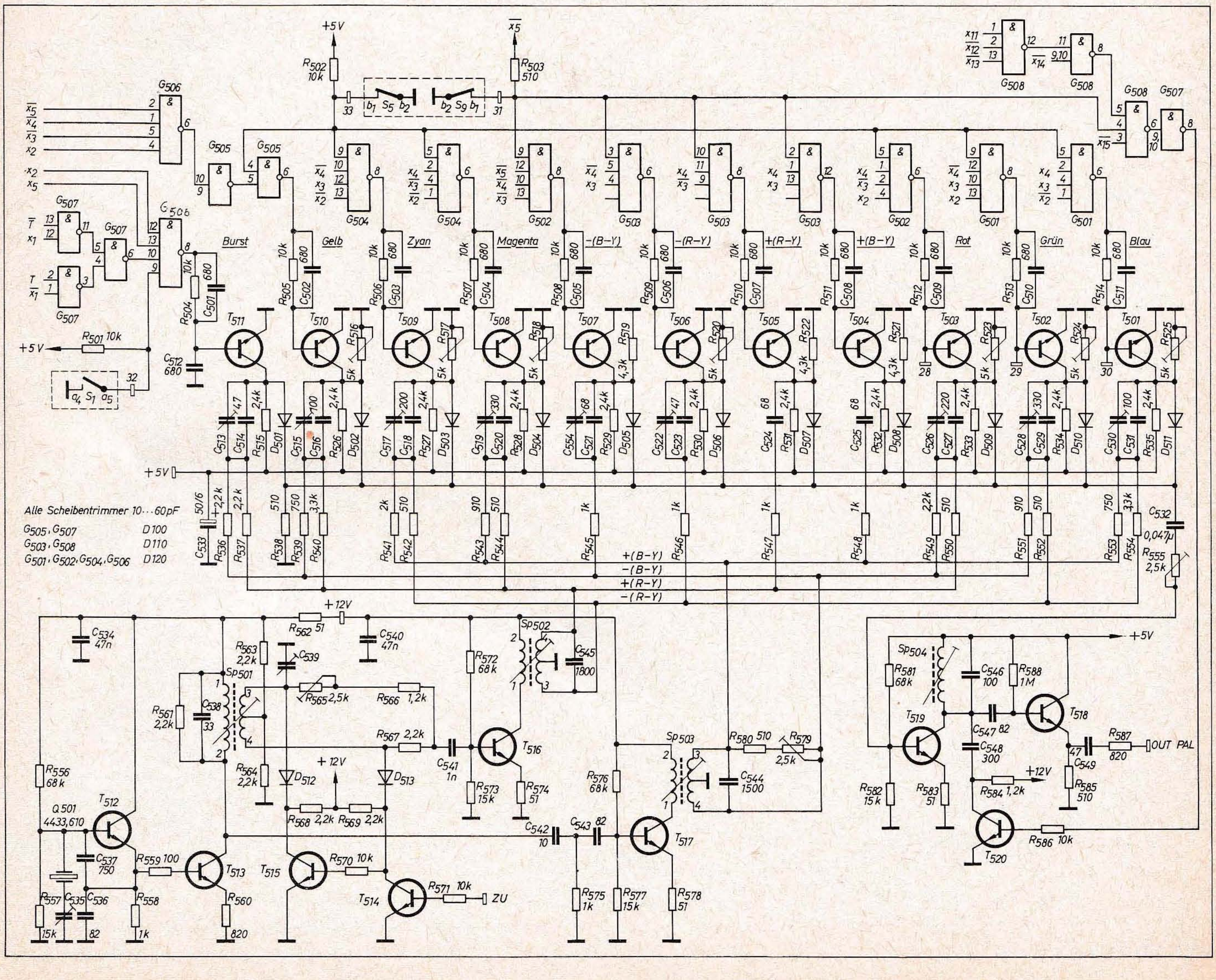


Bild 1:
PAL-Platte, Stromlaufplan ▼



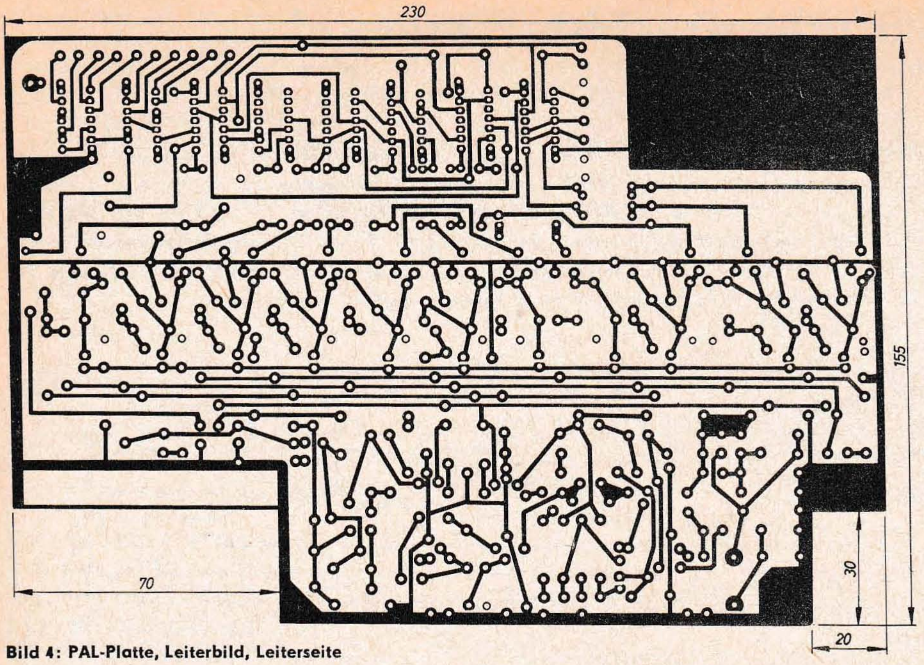


Bild 4: PAL-Platte, Leiterbild, Leiterseite

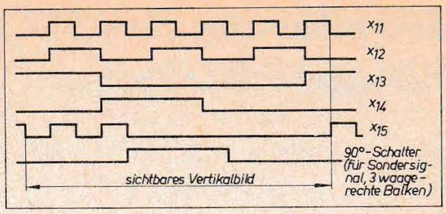


Bild 3: Impulsschema für das Steuersignal 90°-Schalter

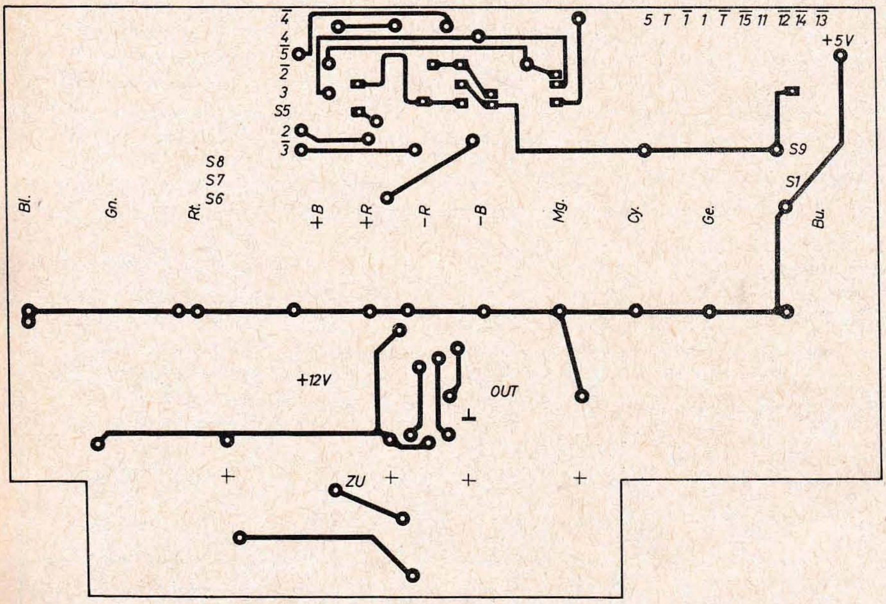


Bild 5: PAL-Platte, Leiterbild, Bestückungsseite

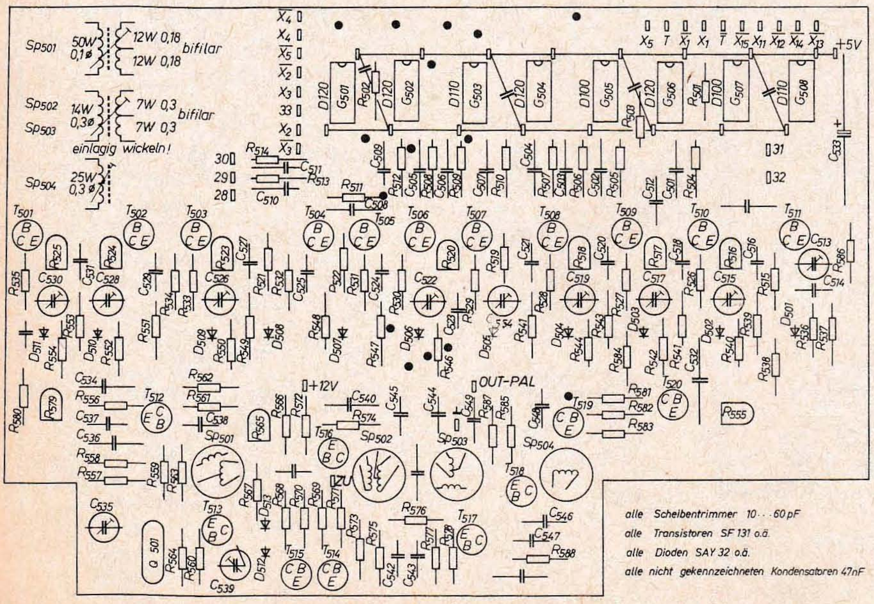


Bild 6: PAL-Platte, Bestückung

flächen Rot, Grün, Blau und eines Sondersignales zum Phasen- und Laufzeitabgleich möglich.
Durch Abschalten des Burst besteht weiterhin die Möglichkeit, die Funktion des automatischen Farbschalters des Dekoders zu überprüfen.

Funktion (Bild 1)

Digitale Signalaufbereitung

Die notwendigen digitalen Signale werden von der Digitalleiterplatte entnommen. Durch die logischen Verknüpfungen mit den Gattern G_{501} bis G_{508} werden die Steuersignale für die Schaltstufen mit den Transistoren T_{501} bis T_{511} erzeugt. Folgende Signale werden benötigt:

- sechs Farbbalken
  Gelb : $x_2\bar{x}_3\bar{x}_4\bar{x}_5$ (1)
  Zyan : $\bar{x}_2x_3\bar{x}_4$ (2)
  Magenta: $\bar{x}_2\bar{x}_3x_4$ (3)
  Rot : $x_2\bar{x}_3x_4$ (4)
  Grün : $x_2x_3\bar{x}_4$ (5)
  Blau : $\bar{x}_2x_3x_4$ (6)
  Da beim PAL-System mit unterdrücktem Farbträger gearbeitet wird, gibt es für die farblosen Balken Schwarz und Weiß keine Dekodierung
- vier senkrechte Balken für Sondersignal
  −(B-Y) : $\bar{x}_3\bar{x}_4\bar{x}_5$ (7)
  −(R-Y) : $x_3\bar{x}_4$ (8)
  +(R-Y) : $\bar{x}_3x_4$ (9)
  +(B-Y) : x_3x_4 (10)
- drei waagerechte Balken für Sondersignal
  90°-Schalter: $(x_{11}\bar{x}_{12}\bar{x}_{13} + x_{14})\bar{x}_{15}$ (11)
- Burst : $(\bar{x}_1T + x_1\bar{T})\,S_1x_2x_5$ (12)

Die zeitliche Zuordnung der Beziehungen (1) bis (12) ist den Impulsschemen für die Steuersignale (Bild 2 und Bild 3) zu entnehmen.

Analoge Signalerzeugung

Der Quarzoszillator mit T_{512} schwingt auf der Farbträgerfrequenz von 4,433618 MHz. T_{514} und T_{515} arbeiten über D_{512} und D_{513} an der Sekundärseite Sp_{501} als PAL-Schalter. Über C_{541} gelangt das (R-Y)-Signal an T_{516} und steht damit an der Sekundärseite von Sp_{502} gegenphasig zur Verfügung.
Vom Kollektor des Transistors T_{513} wird über den 90°-Phasenschieber C_{542} und R_{575} dem Transistor T_{517} das (B-Y)-Signal zugeführt, das an der Sekundärseite von Sp_{503} ebenfalls gegenphasig vorhanden ist. Die damit erzeugten vier Signale +(R-Y), −(R-Y), +(B-Y), −(B-Y) werden über Matrixwiderstände und Phasen- und Amplitudenkorrekturglieder mit Hilfe der Schaltstufen T_{501} bis T_{511} auf die Ausgangsstufe mit T_{518} und T_{519} geschaltet.

Sondersignal

Das Sondersignal besteht aus vier senkrechten Balken, die je ein Differenzsignal

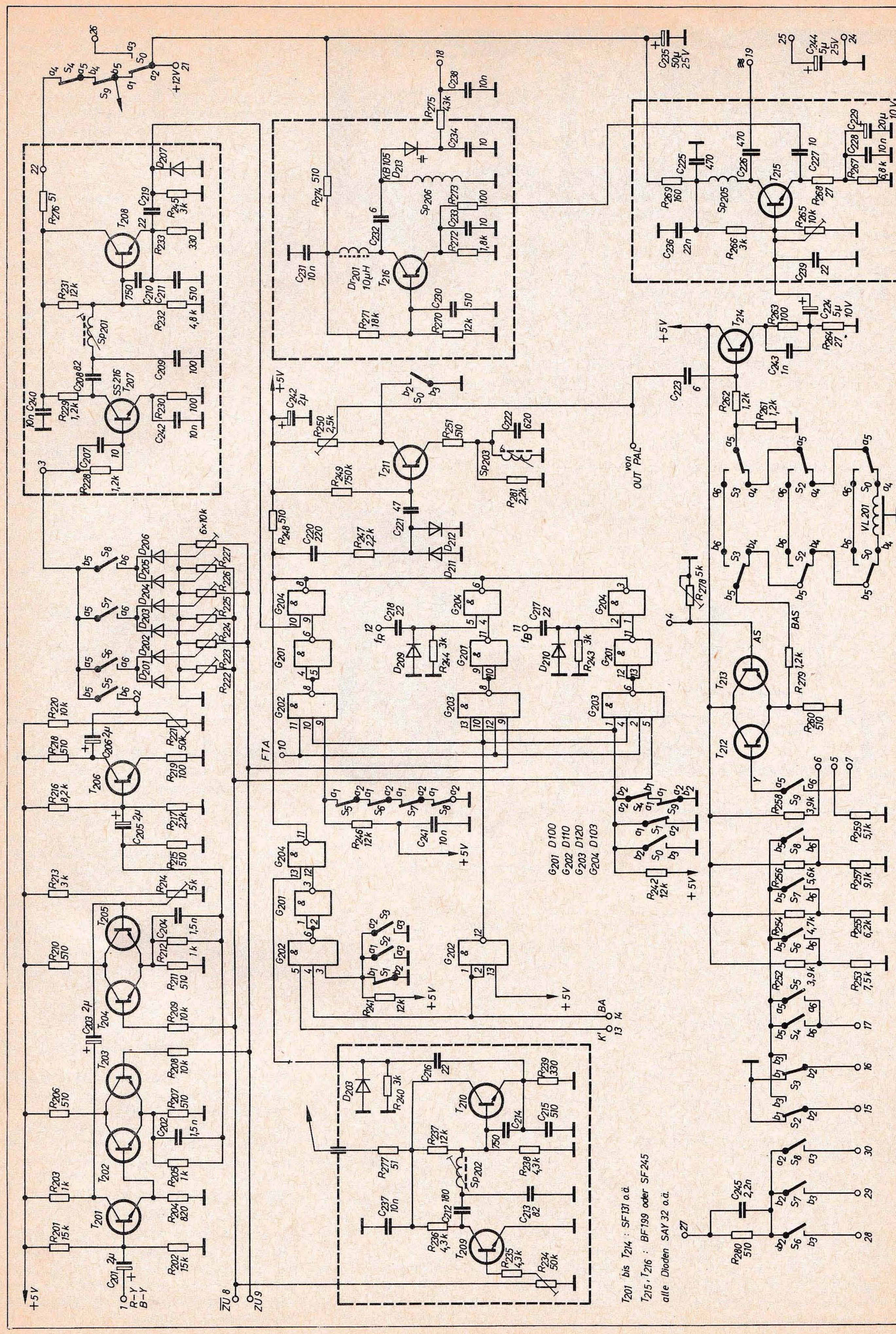


Bild 7: Analogplatte, Stromlaufplan

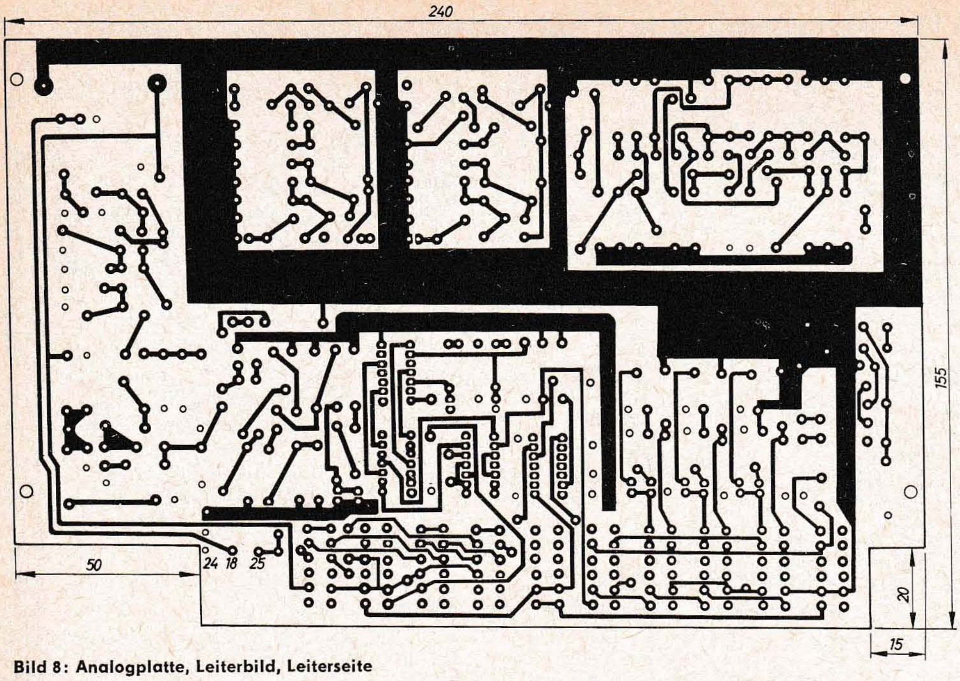


Bild 8: Analogplatte, Leiterbild, Leiterseite

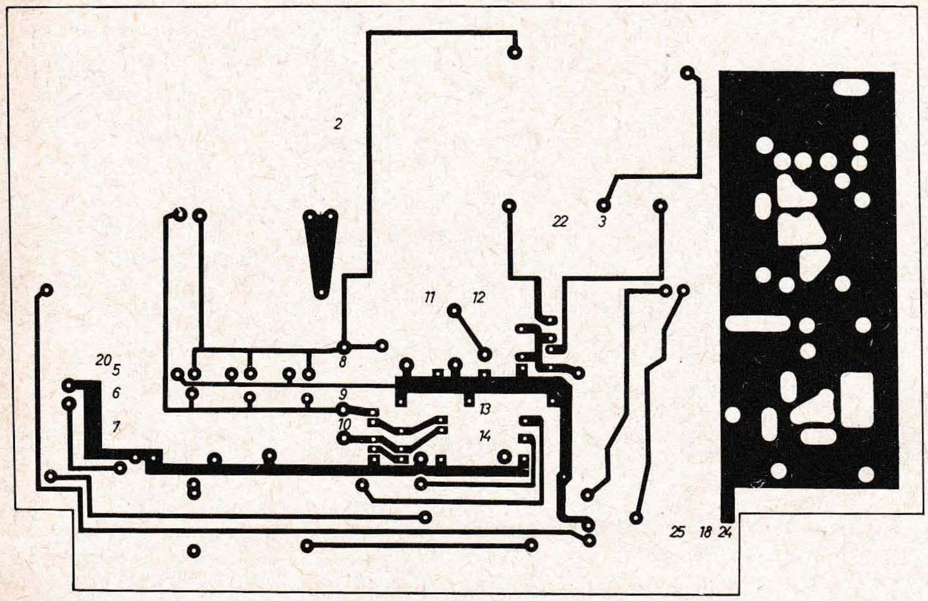


Bild 9: Analogplatte, Leiterbild, Bestückungsseite

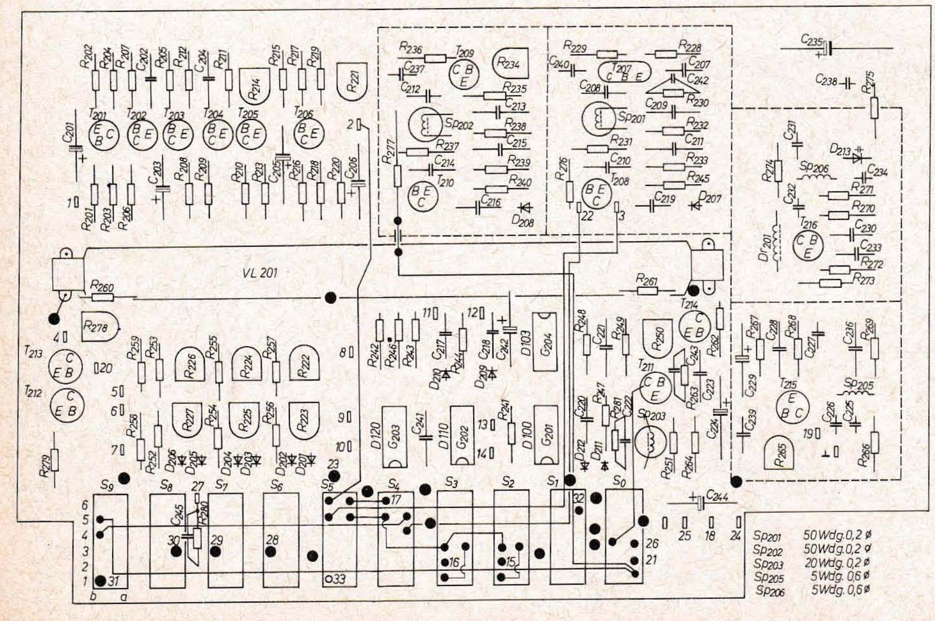


Bild 10: Analogplatte, Bestückung

erhalten. Waagerecht ist das Bild in drei Teile gegliedert. Im mittleren waagerechten Teil werden alle Signale um 90° verschoben. Das wird durch C_{548} mit dem Schalttransistor T_{520} erreicht. Der Burst wird dabei nicht beeinflußt. Somit entstehen bei einem gut abgeglichenen Gerät im waagerechten mittleren Teil des Bildes die Unbuntfelder.

Abgleich des PAL-Teiles

Sp_{501} wird auf Maximum abgeglichen. Mit C_{535} ist die Korrektur der Frequenz möglich. Zum Vergleich kann ein synchronisierter PAL-Empfänger verwendet werden.
Sp_{502} wird so abgeglichen, daß am Ausgang die Phasenlage 0° und die geschalteten 180° gegenüber Sp_{501} vorhanden sind. Leichte Amplituden- und Phasenfehler können mit C_{539} und R_{565} beseitigt werden. An Sp_{503} muß gegenüber Sp_{501} eine Phasenverschiebung von 90° erreicht werden.
Mit Sp_{504} werden unter Zuhilfenahme eines gut abgeglichenen PAL-Empfängers die Unbuntfelder eingestellt. Mit R_{579} sowie den Trimmern und Potentiometern an den Schaltstufen ist der Feinabgleich anhand des Achtbalken-Normbildes empirisch zu ermitteln. Für den Service reicht dieser Abgleich völlig aus. Ein genauer Abgleich ist nur mit Hilfe eines Vektorscopes möglich.
Mit R_{555} wird die Farbamplitude für den Modulator eingestellt. Die Leiterplatten und Bestückung der PAL-Leiterplatte zeigen die Bilder 4 bis 6.

Änderung der Analogleiterplatte des SECAM-Farbbalkengenerators

Für den PAL-Zusatz werden von der Analogleiterplatte nur der Oszillator, der Modulator und der Mischer für das Leuchtdichtesignal Y und das Austast- und Synchronsignal AS benötigt. Weiterhin ist ein zusätzlicher Schalter erforderlich, der die Umschaltung PAL – SECAM realisiert. Der neunteilige Tastenschalter wurde deshalb um eine unabhängig rastende Taste S_0 ergänzt und die Leiterplatte für diesen Schalter und die erforderlichen Schaltfunktionen geändert. Bei nicht gedrückter Taste S_0 erzeugt der Generator die SECAM-Signale, bei gedrückter Taste S_0 das PAL-Signal. Alle anderen Schaltfunktionen bleiben unverändert erhalten, ausgenommen S_9. Mit diesem Schalter wird bei PAL das Sondersignal eingeschaltet. Von den vorhandenen Schaltern S_1 bis S_9 werden folgende zusätzliche Schaltfunktionen benötigt:

- S_6, S_7, S_8 je ein Arbeitskontakt für die Farbflächen Rot, Grün, Blau
- S_2, S_3 im Ruhezustand auf Masse geschaltet
- S_2, S_3 (bisher Überbrückung der Verzögerungsleitung) geändert in Abschalten der Verzögerungsleitung
- S_1 zusätzlicher Arbeitskontakt zum Abschalten des Burst
- S_5 zusätzlicher Ruhekontakt zum Einschalten der Farbbalken
- S_9 zusätzlicher Ruhekontakt zum Einschalten des Sondersignales.

Diese zusätzlichen Schalter sind auf dem Tastensatz der SECAM-Analogleiterplatte frei vorhanden. Weitere geringfügige Veränderungen sind dem Schaltbild zu entnehmen. Die Bilder 7 bis 10 zeigen die neue Analogleiterplatte.

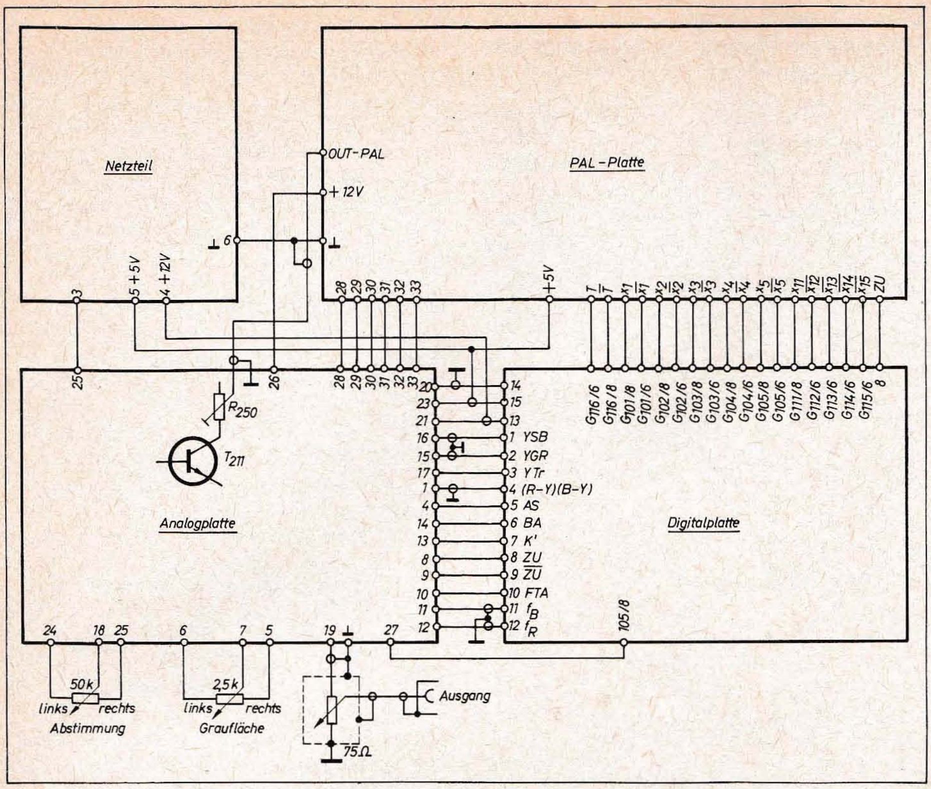


Bild 11: Verdrahtungsplan

Um gegenseitige Beeinflussungen zu vermeiden, war es erforderlich, mit S_0 die Betriebsspannung des SECAM-Teiles abzuschalten. Außerdem schaltet S_0 bei PAL die Verzögerungsleitung ab, schließt die Tore für die SECAM-Farbträgerfrequenzen f_B und f_R und legt den SECAM-Ausgang auf Masse. Diese Schaltfunktionen sind natürlich auch durch einen getrennten Schalter realisierbar. Wegen der besseren Gestaltung des Generators und der konstruktiven und elektrischen Änderungen wurde der neuen Analogleiterplatte der Vorzug gegeben.

Einbau des PAL-Zusatzes in das Gerät

Die PAL-Leiterplatte wird über der Digitalleiterplatte mit der Leiterseite nach oben mechanisch angebracht. Abschirmungen zwischen den Leiterplatten sind nicht erforderlich.

Die digitalen Steuersignale werden direkt auf der Digitalleiterplatte am Schaltkreis angelötet und können als Kabelbaum zur PAL-Leiterplatte geführt werden. Die Leitung PAL-OUT ist geschirmt zu führen und direkt am Schleifer des R_{250} auf der Leiterseite der Analogleiterplatte anzulöten.

Die Stromversorgung reicht ohne Änderungen für die PAL-Leiterplatte aus.

Bild 11 zeigt die Gesamtverdrahtung des PAL/SECAM-Testgenerators.

Mehrere Farbbalkentestgeneratoren wurden bereits vor längerer Zeit mit dem PAL-Zusatz ausgerüstet und arbeiten ohne Schwierigkeiten im täglichen Serviceeinsatz.

Anmerkung

Aus gegebenem Anlaß weisen wir darauf hin, daß ein Bezug der Leiterplatten über die Redaktion bzw. die Autoren nicht möglich ist.

Red. rfe

Literatur

[1] Lindauer, H.; Worgul, W.: SECAM-Farbbalkentestgenerator. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 12, S. 407–410; H. 13, S. 423–427

[2] Mayer, N.: Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis. Westberlin: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, 1967

Quasidigitale Prüfung von analogen Schaltungen

Dr. sc. techn. GÜNTER KURZ

Mitteilung aus der Sektion Informationselektronik der Ingenieurhochschule Dresden

Es wird eine Methode zur Prüfung analoger Schaltungen vorgestellt, die auf der strukturellen Beobachtbarkeit von Teilsystemen beruht. Bei digitalen Schaltungen entspricht dieses Prüfverfahren der Funktionsprüfung. Hinweise auf Anwendungen der quasidigitalen Prüfung schließen den Beitrag ab.

Verfahren zur Schaltungsprüfung

Für die Prüfung elektronischer Schaltungen wurden in den letzten Jahrzehnten verschiedene Verfahren entwickelt, die sich vor allem durch den Aufwand bei der Testsatzgenerierung und den erforderlichen Messungen unterscheiden. Sie lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

- Komponentenprüfung (durch Signalverfolgung oder Adaptieren einzelner Bauelemente werden Fehler erkannt und lokalisiert)
- Funktionsprüfung (durch Überprüfen der Funktion einer Schaltung über ihre äußeren Anschlüsse werden Fehler erkannt und bei geeigneten Diagnosealgorithmen lokalisiert).

In diesem Beitrag wird eine Methode zur Funktionsprüfung vorgestellt, die eher einer Strukturprüfung entspricht. In [1] wird die Strukturprüfung nur als eine Methode zur Testsatzgenerierung angesehen, da die eigentliche Prüfung natürlich wie bei der Funktionsprüfung über die äußeren Anschlußpunkte der Schaltung erfolgt. Bei der quasidigitalen Prüfung [3] analoger Schaltungen zeigt sich aber, daß trotz Prüfung über die äußeren Anschlüsse die Schaltungsfunktion selbst nicht überprüft wird. Zweifellos spielt bei der Einordnung eines Prüfverfahrens in die oben angegebenen Gruppen die genaue Definition derer Merkmale eine wichtige Rolle. Hier soll diese Problematik nicht näher betrachtet werden, zumal viele Prüfverfahren sich nicht eindeutig einer der beiden Gruppen zuordnen lassen. So versucht man durch Kombination der Vorteile beider Gruppen, optimale Prüfmethoden zu finden [2].

Die quasidigitale Prüfung wurde in Anlehnung an das für digitale Schaltungen gebräuchliche Funktionsprüfverfahren entwickelt. Da dabei Fehler nur im Rahmen der strukturellen Beobachtbarkeit [4] lokalisiert werden können, entspricht diese Methode einer Strukturprüfung, also einer neuen Gruppe von Prüfverfahren.

Grundlagen der quasidigitalen Prüfung

Eine Transistorschaltung (Bild 1) wird erst durch Festlegen der Arbeitspunkte auf der Transferkennlinie (Bild 2) und bei Aussteuerung mit entsprechenden Signalen zu einer analogen oder digitalen Schaltung. Natürlich stellen die verschiedenen Signalverarbeitungen unterschiedliche Anforderungen an die Schaltungen, so daß im Detail recht unterschiedliche Schaltungslösungen entstanden. Vergleicht man jedoch beispielsweise die Transferkennlinie eines digitalen TTL-Gatters mit der eines analogen Inverters, so wird die prinzipielle Übereinstimmung mit Bild 2 deutlich. Dieses Verhalten wird bei der quasidigitalen Prüfung analoger Schaltungen ausgenutzt, d. h., die analogen Schaltungen werden mit digitalen Signalen wie digitale Schaltungen geprüft.

Die Prüfung einer Schaltung dient neben der Fehlererkennung meist zur Lokalisierung der Fehler, um eine Reparatur zu er-

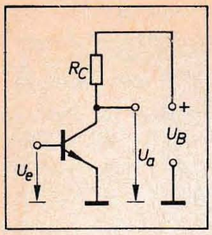


Bild 1: Transistor mit Arbeitswiderstand

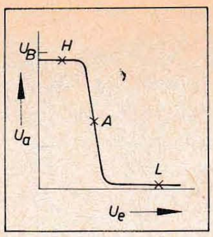


Bild 2: Übertragungskennlinie der Schaltung nach Bild 1

möglichen. Voraussetzung zur Fehlerlokalisierung digitaler Systeme ist, daß Teilsysteme strukturell beobachtbar sind [4]. Bei digitalen Schaltungen besteht die Struktur aus den Elementarschaltungen (Gattern) als Objekten und deren Verbindungen untereinander. Die Prüfung solcher Schaltungen erlaubt die Lokalisierung bis zu einer fehlerhaften Elementarschaltung oder Verbindung und entspricht damit den Anforderungen. Von Vorteil ist bei digitalen Schaltungen, daß ihr funktionelles Verhalten und ihre strukturellen Systemeigenschaften mit dem gleichen mathematischen Apparat beschrieben werden, der auch Grundlage der Testsatzgenerierung ist. Die eigentliche Prüfung ist deshalb eine Funktionsprüfung. Die Fehlerlokalisierung beruht aber auf der strukturellen Beobachtbarkeit.

Wendet man die digitale Prüfung auf analoge Schaltungen an, ergeben sich folgende Aspekte [3]:

- Fehlerlokalisierung ist nur möglich, wenn die quasidigital geprüfte analoge Schaltung strukturell beobachtbare Teilsysteme enthält (also nur bei analogen „Verknüpfungsschaltungen")
- Fehlerlokalisierung ist nur bis zu Elementarschaltungen (Inverter, Summierer, Integrierer, Multiplizierer) möglich

Tafel 1: Fehler und Fehlerbilder der Inverterschaltung nach Bild 3

(0 ≙ H, 1 ≙ L, V ≈ 0 V, N ≙ nicht erkennbar)

Nr.	Fehler	Fehlerbild	st-Fehler binär
1	U 4	$U_a = 0$ V	V
2	U 5; U nach Masse	$U_a = -14$ V	L
3	U 10	$U_a = 0$ V	V
4	U 6	$U_a = +12$ V	0
5	U 11	$U_a = +2$ V	V
6	U 9; U' C_{K2}	kein Einfluß experimentell feststellbar	N
7	U 3; U 12; U C_{K1}	kein Einfluß experimentell feststellbar	N
8	K 3-4	$U_a = -14$ V	L
9	K 4-5	$U_a = 0$ V	V
10	K 5-6	$U_a = -14$ V; A 109 zerstört	L
11	K 9-10; K C_{K2}	$U_a = -14$ V	L
12	K 10-11	$U_a = +15$ V; A 109 zerstört	0
13	K 11-12	$U_e = +14$ V → $U_a = -14$ V; sonst +2 V	N
14	K C_{K1}	$U_a = +14$ V	0
15	K R_{K1}	kein Einfluß feststellbar	N
16	U R_e	$U_a = 0$ V	V
17	K R_e	$U_a = -U_e V_u$	N
18	U R_r	$U_a = -U_e V_u$	N
19	K R_r	$U_a = 0$ V	V
20	$V_0 = 0$	$U_a = 0$ V	V

- Elementarschaltungen müssen bei quasidigitaler Prüfung logisches Verhalten aufweisen.

Analoge Schaltungen mit Verknüpfungsstruktur sind vor allem analoge Rechen- und Regelschaltungen. Die Elementarschaltungen weisen bei Ansteuerung mit digitalen Signalen logisches Verhalten auf, wie beispielsweise für den Summierer in [5] dargestellt ist. Für den Inverter im Bild 3 wurden die Ausgangssignale bei Ansteuerung mit binären Signalen (0 ≙ H, 1 ≙ L im Bild 2) und Simulation verschiedener Fehler ermittelt (Tafel 1). Es zeigt sich, daß ein großer Teil der auftretenden Ausgangssignale Verharrungsfehlern entspricht. Dabei lassen sich diese zum Teil direkt als binäre st-Fehler deuten bzw. als Null-Volt-Fehler (in Tafel 1 mit V bezeichnet). Für die quasidigitale Prüfung analoger Schaltungen wird deshalb das st-Fehlermodell der Prüfung digitaler Schaltungen verwendet.

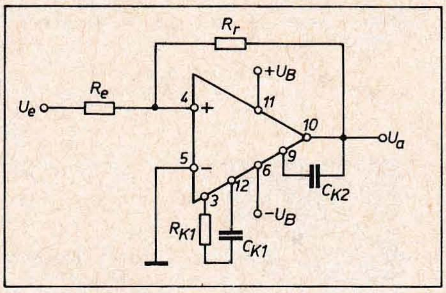


Bild 3: Inverter mit Operationsverstärker A 109

An dieser Stelle sei vermerkt, daß die Problematik des Fehlermodells bei allen Prüfverfahren eine große Rolle spielt. Wenn man nicht ausschließlich nur binäre st-Fehler betrachtet, sondern alle sich im Pegelbereich auswirkenden Abweichungen vom fehlerfreien Verhalten auswertet, können auch Leitungsvertauschungen (z. B. bei analogen Rechenschaltungen) erkannt werden. Werden zur Prüfung ternäre Signale verwendet, sind auch die Null-Volt-Fehler (V in Tafel 1) erkennbar [6].

Prüfablauf

Bei der quasidigitalen Prüfung wird eine analoge Verknüpfungsschaltung mit einer ähnlichen Prüfeinrichtung wie bei digitalen Schaltungen geprüft. Lediglich die Prüfpegel sind an die Sättigungspegel der zu prüfenden Schaltung anzugleichen. Für eine aus Operationsverstärkerschaltungen nach Bild 3 aufgebaute komplexe Schaltung würden sich die Prüfpegel bei $U_B = \pm 15$ V und Prüfung mit binären Signalen zu

$$U(0) \geq +14 \text{ V}$$
$$U(1) \leq -14 \text{ V}$$

ergeben.

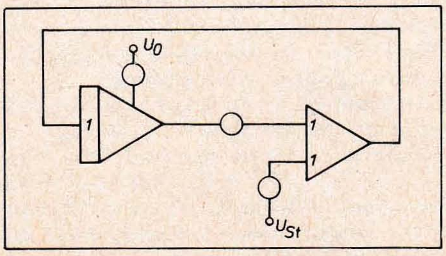


Bild 4: Analoge Rechenschaltung (Differentialgleichung 1. Ordnung mit Störfunktion)

Zur Testsatzgenerierung sollen Programme für digitale Schaltungen benutzt werden. Es ist deshalb für die zu prüfende Schaltung eine digitale Ersatzschaltung aufzustellen, die der Testsatzgenerierung zugrunde gelegt wird. Dazu werden die analogen Elementarschaltungen durch ihre digitalen Ersatzschaltungen ersetzt. Bei Prüfung mit binären Signalen ergeben sich die Ersatzdarstellungen nach Tafel 2 [3].

Tafel 2: Ersatzdarstellungen

analog	digital
Inverter	Negator
Summierer	Schwellwertgatter [5]
Integrierer, Anfangswertübernahme	Negator für Anfangswert
Integrierer, Rechner	Negator für Rechenwert
Multiplizierer	Antivalenz

Das Verfahren soll an einem Beispiel erläutert werden. Zu prüfen sei die analoge Rechenschaltung zur Lösung einer Differentialgleichung 1. Ordnung mit Störfunktion (s. Bild 4). Es ergibt sich folgender Ablauf:

- Umwandlung der zu prüfenden Schaltung in eine prüfbare Schaltung. Dazu sind Rückkopplungsschleifen aufzutrennen und gegebenenfalls Summierer durch einen Bedingungseingang [5] zu ergänzen. In der Schaltung enthaltene Potentiometer sind auf k = 1 zu stellen. Bild 5 zeigt die prüfbare Schaltung.
- Erarbeitung der digitalen Ersatzschaltung für die prüfbare Schaltung. Mit den obengenannten Ersatzdarstellungen ergeben sich die Ersatzschaltungen nach Bild 6 für die Phasen „Anfangswertübernahme" und „Rechnen".
- Berechnung des Testsatzes für die digitalen Ersatzschaltungen mit für digitale Schaltungen entworfenen Testsatzgenerierungsverfahren. Im Beispiel ist die Struktur beider Ersatzschaltungen zufällig gleich. Der Testsatz in der Tafel 3 wurde elementar ermittelt.
- Prüfen der Schaltung nach Bild 5 durch Anlegen der digitalen Eingangssignale nach Tafel 2 und Beobachtung der Ausgangssignale. Die Ausgangssignale werden entsprechend den Pegelbereichen als digitale Werte interpretiert. Bei ana-

Tafel 3: Testsatz für die Schaltung nach Blid 6a (Fehlerinformation 4[0] bedeutet: an Fehlerort 4 st-0-Fehler)

Test	e_1	e_3	a	Fehlerinformation
1	0	0	0	1^1, 4^0, 5^1
2	0	L	0	5^1
3	L	0	L	1^0, 3^1, 4^1, 5^0
4	L	L	0	3^0, 5^1

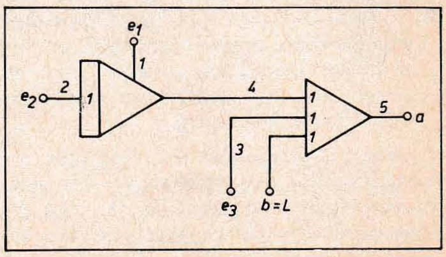


Bild 5: Prüfbare Schaltung zu Bild 4

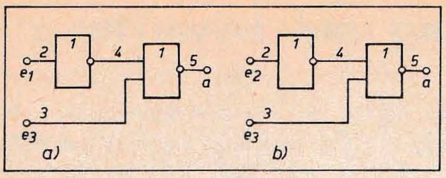


Bild 6: Ersatzschaltungen zu Bild 5. a) Anfangswertübernahme; b) Rechnen

logen Rechenschaltungen werden zweckmäßigerweise beide Rechenphasen zur Prüfung verwendet, wobei je Test „Anfangswertübernahme" und „Rechnen" nacheinander abgearbeitet werden sollten.

- Auswertung der Prüfung ähnlich wie bei digitalen Schaltungen. Dazu werden bei Abweichung der Ausgangssignale je Test von den fehlerfreien Werten nach Tafel 3 die Fehlerinformationen des Testsatzes zur Fehlerlokalisierung herangezogen. Bei analogen Rechenschaltungen wird durch Auswertung der Prüfung beider Rechenphasen die Lokalisierung verbessert.
- Fehlerermittlung in der lokalisierten Elementarschaltung bzw. Verbindungsleitung. Durch Vergleich mit einer Fehlertabelle ähnlich wie nach Tafel 1, visuelle Beobachtung oder spezielle Messungen am lokalisierten Teilkomplex ist die Fehlerermittlung wie herkömmlich möglich.

Bei der Prüfung nach obigem Schema sind eine Reihe praktischer Probleme zu berücksichtigen. So muß die zu prüfende Schaltung die vorgesehenen Prüfpegel ohne Schaden zu nehmen verarbeiten können. Bei Summierern sind gegebenenfalls „Bedingungseingänge" vorzusehen [5]. Die Prüfung von analogen Rechenschaltungen erfolgt im Übersteuerungsbereich. Beim Analogrechner ist deshalb die Einrichtung zum Stopp bei Übersteuerung unwirksam zu machen.

Die quasidigitale Prüfung mit binären Signalen hat folgende wesentliche Nachteile:

- Verharrungsfehler V (0 V) nach Tafel 1 entsprechen nicht dem Prüfpegelsystem, treten aber relativ häufig auf.
- Der Summierer erfordert zumindest bei gerader Anzahl der Eingänge einen zusätzlich vorzusehenden Eingang [5].
- Keiner der Prüfpegel liegt im tatsächlichen Arbeitsbereich der analogen Schaltung, so daß die eigentliche Funktion nicht überprüft wird.

Die vorgenannten Nachteile treten bei Prüfung mit ternären Signalen nicht auf. Als dritter Prüfpegel wird der zwischen 0 und 1 liegende Wert gewählt. Obgleich bei einer analogen Schaltung in der Mitte ihrer Übertragungskennlinie kein Sättigungsverhalten festzustellen ist, hat sich diese Variante der quasidigitalen Prüfung als brauchbar erwiesen [6]. Sie erfordert neben einer anderen Prüfeinrichtung allerdings auch ein Testsatzgenerierungsverfahren für ternäre Schaltungen [7].

Anwendungen

Die quasidigitale Prüfung entspricht einer Strukturprüfung. Daraus ergibt sich für die Anwendung, daß insbesondere bei analogen Verknüpfungsschaltungen mit einer guten Fehlerlokalisierung zu rechnen ist. Die Methode kann eine Funktionskontrolle nicht ersetzen.

Bei der Prüfung analoger Rechenschaltungen wird eine mögliche Anwendung gesehen. So werden bekanntlich solche Schaltungen auf der Programmiertafel des Analogrechners durch Steckverbindungen aus Elementarschaltungen gebildet. Die Überprüfung einer gesteckten Schaltung vor der Rechnung mit Hilfe der quasidigitalen Prüfung erlaubt, insbesondere grobe Schaltungsfehler zu erkennen und zu lokalisieren [8]. Ist der Analogrechner Bestandteil eines Hybridrechners, so kann der Digitalteil die Steuerung der Prüfung und deren Auswertung, eventuell auch die Testsatzgenerierung übernehmen. Der für die Prüfung erforderliche Mehraufwand an Hardware ist also gering. Vorteilhaft gegenüber der zur Zeit üblichen „statischen Prüfung" der Analogschaltung ist, daß bei quasidigitaler Prüfung auch in der Phase „Rechnen" die Schaltung überprüft wird.

Eine andere Anwendung ergibt sich bei der Prüfung von Schaltungen der Automatisierungstechnik. Solche Schaltungen bestehen oft aus einzelnen Reglern, Regeleinrichtungen, Meßwertgebern usw., die entsprechend der zu lösenden Aufgabe miteinander verknüpft sind. Bei Ausfall der Einrichtung ist eine schnelle Fehlerlokalisierung notwendig. Mit Hilfe der quasidigitalen Prüfung kann recht schnell und ohne große Kenntnisse über die Wirkungsweise der Schaltung die fehlerhafte Elementarschaltung gefunden und beispielsweise durch eine fehlerfreie Reservebaugruppe ersetzt werden. Voraussetzung dazu ist, daß ein einfaches Prüfgerät zur Erzeugung der Prüfsignale und deren Auswertung vorhanden ist. Dieses Prüfgerät kann beweglich sein und bei Steuerung durch Datenträger für den Testsatz zur Prüfung verschiedener Regeleinrichtungen verwendet werden. In [9] wurden Untersuchungen zur Eignung des Verfahrens in der Praxis durchgeführt. Es zeigt sich, daß bei entsprechender Aufbereitung der zu prüfenden Einrichtungen durchaus eine relativ schnelle Fehlerlokalisierung möglich ist. Die Prüfung selbst erfordert nur geringe Fachkenntnisse. Die Reparatur defekter Baugruppen kann zentralisiert werden.

Literatur

[1] Frühauf, U.; Slowig, P.: Rechnergestützte Ermittlung von Tests zur Fehlererkennung und -lokalisierung in elektronischen Schaltungen und Systemen. Nachrichtentechnik · Elektronik 30 (1980) H. 4, S. 144–145

[2] Hennig, D.: Verfahren zur rechnergestützten Leiterplattenprüfung auf der Grundlage von Gleichspannungsmessungen. Dissertation A an der Hochschule für Verkehrswesen Dresden, 1977

[3] Kurz, G.: Die quasidigitale Prüfung analoger Verknüpfungsschaltungen – ein Beitrag zur Rationalisierung der Prüfung elektronischer Schaltungen. Dissertation B an der Hochschule für Verkehrswesen Dresden, 1980

[4] Reinert, D.: Prüftheorie diskreter Systeme. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[5] Kurz, G.: Der Summierer und seine Ersatzschaltung bei der quasidigitalen Prüfung mit binären Signalen. messen steuern regeln 22 (1979) H. 1, S. 31–34

[6] Kurz, G.: Prüfung von analogen Verknüpfungsschaltungen mit ternären digitalen Signalen. Wissenschaftliche Beiträge der Ingenieurhochschule Dresden (1977) H. 2, S. 2–13

[7] Kurz, G.: Verfahren zur Testsatzgenerierung für ternäre kombinatorische Schaltungen. Nachrichtentechnik · Elektronik 30 (1980) H. 5, S. 202 bis 206

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Praxis Aufgaben Lösungen
J. Breier
1. Auflage, 380 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 24,– M
Bestellnummer 552 850 3 ______

Verschleiß und Zuverlässigkeit
G. Fleischer, H. Gröger, H. Thum
1. Auflage, 244 Seiten, 156 Bilder, 15 Tafeln
Kunstleder 22,– M
Bestellnummer 552 696 2 ______

Schalterbeanspruchung in Hochspannungsnetzen
F. Noack
1. Auflage, 204 Seiten, 220 Bilder, 31 Tafeln
Broschur 28,– M
Bestellnummer 552 719 9 ______

Chemie und chemische Technik
TECHNIK-WÖRTERBUCH
russisch–deutsch
H. Gross
4., durchgesehene Auflage, 832 Seiten, etwa 65 000 Fachbegriffe
Kunstleder 48,– M
Bestellnummer 552 384 1 ______

Auslegung technischer Regelungen
REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 191
W. Lenz
1. Auflage, 75 Seiten, 51 Bilder, 8 Tafeln
Broschur 4,80 M
Bestellnummer 552 881 0 ______

Fachkunde für Schweißer
Band 3, Aluminiumschweißen
K. Primke
3., bearbeitete Auflage, 252 Seiten, 141 Bilder, 67 Tafeln
Pappband 9,80 M
Bestellnummer 552 680 7 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

Name, Vorname

Postleitzahl, Wohnort

Straße, Hausnummer

Datum, Unterschrift

[8] Baron, H.: Untersuchungen zur Anwendung und zur Optimierung des quasidigitalen Prüfverfahrens bei der Automatisierung der Prüfung analoger Schaltungen. Diplomarbeit an der Ingenieurschule Dresden, 1978

[9] Gosdschan, M.: Untersuchungen zur Anwendung des quasidigitalen Prüfverfahrens auf analoge Regelschaltungen. Diplomarbeit an der Ingenieurhochschule Dresden, 1980

Hochohmige Eingangsstufe mit Pegelwandlung und -bewertung

Dipl.-Ing. EBERHARD MÜLLER und
Dipl.-Ing. JÜRGEN TRAUTSCH

In diesem Beitrag wird eine Eingangsstufe für Geräte der digitalen Prüftechnik (z. B. Logikanalysatoren) vorgestellt, die die Bewertung von TTL- und MOS-Signalen gestattet, wobei die Bewertungsschwelle im Bereich —4...—27 V für MOS- bzw. 1...5 V für TTL-Technik einstellbar ist. Die Eingangsimpedanz der Schaltung beträgt $R_E \geqq 1\,M\Omega$ und $C_E \leqq 20\,pF$ und die maximale Frequenz 10 MHz. Der Ausgang liefert ein TTL-gerechtes Signal. Ein wesentliches Merkmal ist die gleichspannungsgesteuerte Einstellung der Bewertungsschwelle, die bei Parallelbetrieb mehrerer gleichartiger Eingangsstufen gemeinsam erfolgen kann.

In jüngster Zeit kommt der digitalen Prüftechnik immer größere Bedeutung zu. Auf Grund zunehmender Komplexität digitaler Systeme ist eine parallele Aufnahme der Signale an mehreren Schaltungspunkten notwendig. Ein wesentliches Hilfsmittel dazu ist der Logikanalysator, der nach dem gegenwärtigen Stand vorwiegend in TTL-Technik realisiert wird [1]. Besteht die Forderung, daß sowohl TTL- als auch MOS-Signale verarbeitet werden können, ist eine Eingangsstufe erforderlich, die folgende Bedingungen erfüllt:

– hohe Eingangsimpedanz zur minimalen Belastung des Prüflings
– Verarbeitung positiver und negativer Eingangssignale, d. h. Messung an Prüflingen sowohl in TTL- als auch in MOS-Technik möglich
– Einstellbarkeit der Bewertungspegel
– spannungsgesteuerte Einstellung der Bewertungsschwelle, durch die mehrere gleichartige Eingangsstufen gemeinsam eingestellt werden können
– hohe Verarbeitungsfrequenz (≧ 10 MHz).

Die vorgestellte Konzeption der Eingangsstufen erfüllt diese Bedingungen. Sie wurde für einen 16-Kanal-Logikanalysator entwickelt. Zur Realisierung einer entsprechenden Eingangsimpedanz wurde eine räumliche Aufteilung in einen aktiven Tastkopf, der unmittelbar am Meßpunkt des Prüflings angeklemmt wird, und in die eigentliche Pegelwandlungs- und Pegelbewertungsschaltung, die über ein abgeschirmtes Kabel mit dem Tastkopf verbunden ist, vorgenommen.

Die Eingangsstufe wurde teils diskret und teils mit TTL-Schaltkreisen realisiert. Im Bild 1 wird das Schaltverhalten und im Bild 2 das Prinzipschaltbild der Eingangsstufe gezeigt.

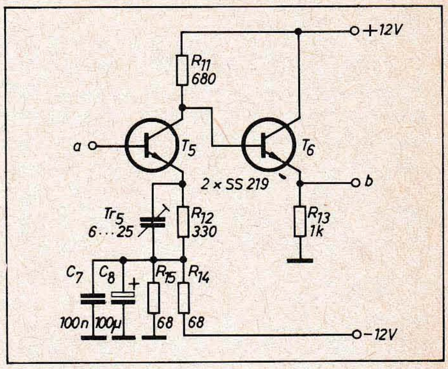


Bild 4: Invertierende Verstärkerstufe

Der aktive Tastkopf (Bild 3) besteht aus einem frequenzkompensierten Teiler und einem in stark gegengekoppelter Sourceschaltung arbeitenden p-Kanal-SFET. Hier fand der Transistor КП 103 Verwendung. Es wurde ein Eingangswiderstand ≧ 1 MΩ und eine Eingangskapazität ≦ 20 pF realisiert. Dieser Teil des aktiven Tastkopfes ist in einem separaten Gehäuse mit Tastspitze untergebracht. Über ein abgeschirmtes Kabel erfolgt die Verbindung mit der nachfolgenden Stufe.

Die Transistoren T_1 und T_2, die als Stromspiegelschaltung arbeiten, wirken gleichzeitig als Drainwiderstand des SFET. Dieser ist sehr niederohmig, so daß sich die Kabelkapazität nur gering auswirken kann. Am Kollektor von T_2 bewirkt ein Emitterfolger einen niedrigen Ausgangswiderstand. Mit P_1 kann eine ausgangsseitige Pegelverschiebung erfolgen. Am Emitter von T_4 können die Eingangssignale abgegriffen werden. Der aktive Tastkopf dämpft das Eingangssignal um etwa 20 dB [2].

Die nachfolgende Transistorstufe (Bild 4) besitzt eine Verstärkung v = 2 und dreht die Phase des Eingangssignals um 180°. Gleichzeitig wird in dieser Stufe dem Eingangssignal eine Gleichspannung von +2 V überlagert. T_5 arbeitet in Emitterschaltung und wird durch R_{12} stark gegengekoppelt, so daß sich die gewünschte Verstärkung ergibt. Zur Verbesserung der Flankensteilheit wird R_{12} durch den Trimmer Tr_5 überbrückt. Die Ausgangsspannung an der Kollektorstufe T_6 berechnet sich nach der Formel

$$U_a = 2\,V - 0{,}2\,U_e$$

In dem steuerbaren Spannungsteiler werden Feldeffekttransistoren als gesteuerte Widerstände eingesetzt (Bild 5). Die Drain-Source-Strecke des Transistors wird als ein Teilwiderstand des Spannungsteilers verwendet, während der andere Teilwiderstand ein fester ohmscher Widerstand ist.

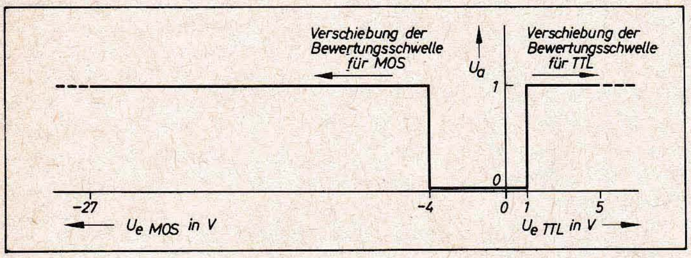


Bild 1: Schaltverhalten der Eingangsstufe

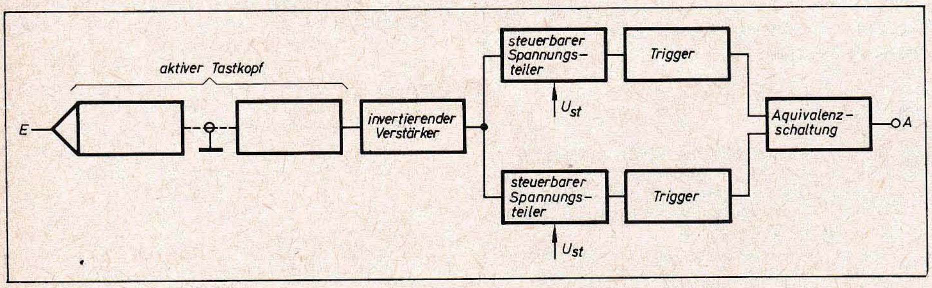


Bild 2: Prinzipschaltbild

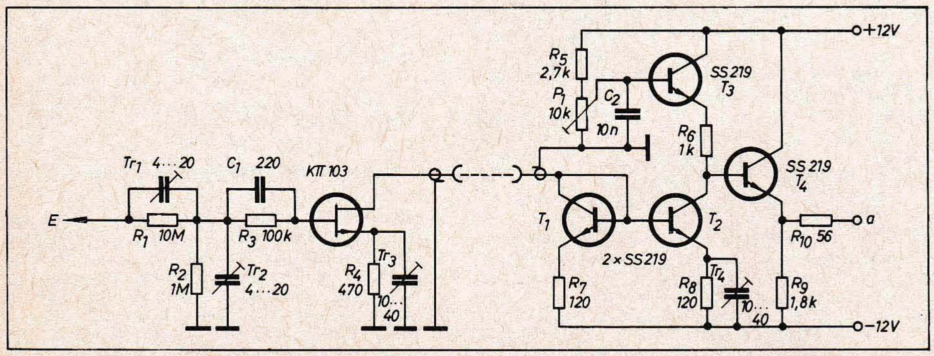


Bild 3: Aktiver Tastkopf

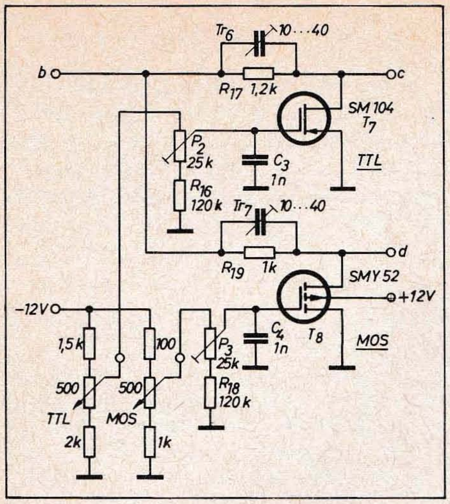
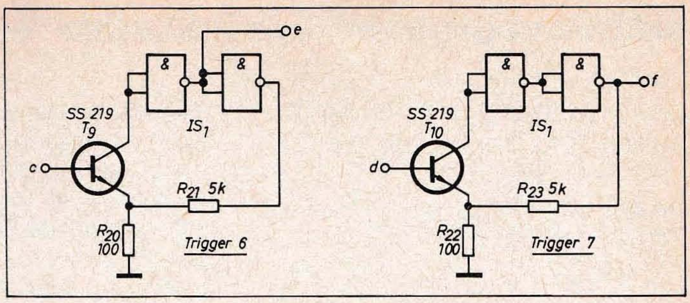


Bild 5: Einstellen der Bewertungsschwellen

Bild 6: Trigger ▶



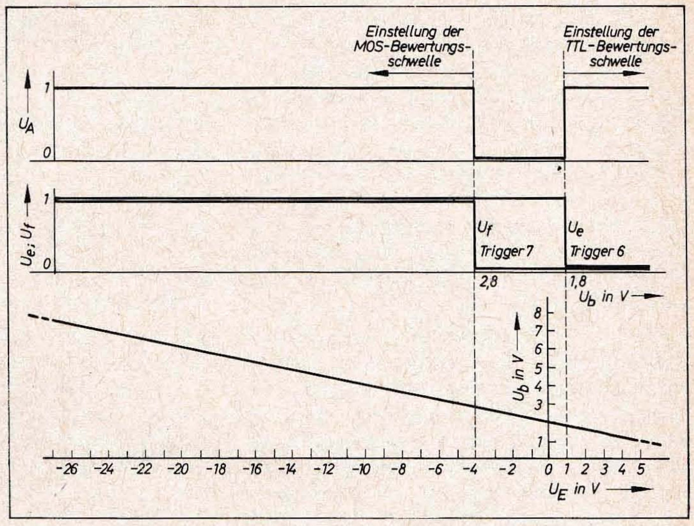


Bild 7: Spannungsverläufe an den einzelnen Baugruppen

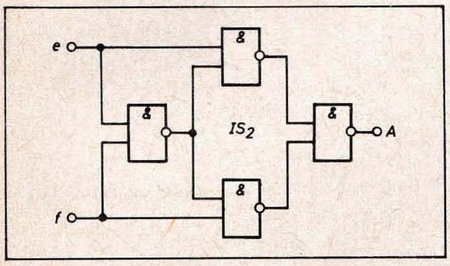


Bild 8: Antivalenzschaltung

Die Trimmer dienen der Kompensation der Kanalkapazität des FETs. Die Auswahl der Feldeffekttransistoren erfolgte unter dem Gesichtspunkt einer guten Einstellbarkeit der Triggerschwellen (Abhängigkeit des Kanalwiderstandes von der Gatespannung). Für den MOS-Kanal erwies sich ein SMY 52 und für den TTL-Kanal ein SM 104 als günstig. Um zu vermeiden, daß beim SMY 52 in dieser Betriebsart die Drain-Bulk-Spannung den Grenzwert von +0,3 V überschreitet, wurde der Bulk-Anschluß auf +12 V gelegt.

Durch den Einsatz von Feldeffekttransistoren als Spannungsteiler wird gewährleistet, daß die Steuerung sämtlicher Kanäle durch je ein Potentiometer für die MOS- bzw. TTL-Technik möglich ist. Durch die Einsteller am Gate lassen sich geringe Exemplarstreuungen der Transistoren ausgleichen, so daß eine synchrone Steuerung der 16 Kanäle erreicht werden kann. Da die Steuerung durch eine Gleichspannung erfolgt, ist auch bei längeren Steuerleitungen keine Störung zu erwarten.

Die Schmitt-Trigger (s. Bild 6) für den MOS- und TTL-Kanal sind identisch und werden gemäß [3] realisiert, wobei die Triggerschwelle bei etwa 0,8 V liegt. Die Emitterwiderstände beeinflussen die Triggerschwelle sowie die Hysterese der Schaltung. Die gewählten Werte gewährleisten die gewünschte kleine Hysterese (etwa 0,1 bis 0,15 V). Bei Transistoren mit entsprechend hoher Stromverstärkung β wird auch der Eingangswiderstand groß, so daß keine Rückwirkungen auf den Spannungsteiler auftreten.

Bild 7 zeigt die Spannungsverläufe an den einzelnen Baugruppen gemäß Bild 2. Aus Bild 7 ist unmittelbar ersichtlich, daß sich das Ausgangssignal U_A als äquivalente Verknüpfung der Triggerausgangsspannungen U_e und U_f ergibt. Zwecks Optimierung des Schaltungsaufwandes wird die Äquivalenzfunktion als Antivalenz des negierten Ausgangs von Trigger 6 mit dem Ausgang des Triggers 7 realisiert. Die Antivalenzschaltung läßt sich mit einer IS D 200 aufbauen (Bild 8) [3].

Literatur

[1] Müller, J.: Logik-Analyse im Datenbereich. Elektronik 26 (1977) H. 4, S. 72–78

[2] Kühne, H.: Aktiver Tastkopf für ein Gleichspannungsoszilloskop. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 11, S. 739

[3] Jakubaschk, H.: Das große Schaltkreisbastelbuch. Berlin: Militärverlag der DDR 1978

[4] Lessen, M.: Feldeffekttransistoren – Eigenschaften und Anwendung. electronica Band 131, Berlin: Militärverlag der DDR, 1974

[5] Jakubaschk, H.: MOSFET-Schaltungspraxis. electronica Band 143, Berlin: Militärverlag der DDR, 1976

Leiterplattentechnik

Die Leiterplattentechnik der Zunkunft ist geprägt vom vermehrten Einsatz von Feinleiterplatten, bei denen die zur Verfügung stehende Fläche bestmöglich ausgenutzt wird. Ab 1985 werden Leiterbahnabstände im Bereich von 75...100 m üblich sein, 1990 lassen sich in der Massenproduktion möglicherweise 50 μm erzielen. In der herkömmlichen Subtraktivtechnik wird sich diese Zielstellung nicht realisieren lassen. Semi-Additiv- und Additivtechnik werden an ihre Stelle treten. Außerdem wird man ähnliche Reinraumbedingungen bei der Verarbeitung und Herstellung von Leiterplatten wie bei der Halbleiterfertigung anwenden müssen. Entwurf, Konstruktion und Herstellung von Leiterplatten der 80er Jahre werden durch Tendenzen charakterisiert, die durch immer größere Packungsdichte, zunehmende Komplexität und durch sich stets vermindernde Leiterbahnbreiten und -abstände gekennzeichnet sind.

Neben Epoxidharz-Glasgewebe-Laminat als sogenanntes klassisches Basismaterial werden eine Reihe anderer Materialien für die Herstellung von Leiterplatten eingesetzt. Die Palette der dafür möglichen Plaste reicht von Polyester über Polykarbonat, Polyimid und Polyphenylenoxid bis zum Polytetrafluoräthylen. Die Entwicklung alternativer Laminatsysteme ist notwendig, da bei der Anwendung von gedruckten Schaltungen immer häufiger die Grenzen der Einsatzmöglichkeiten von Epoxidglas erreicht werden. Dabei spielen höhere Temperaturbeständigkeit, geringere Dimensionsänderungen während der Weiterverarbeitung und bessere dielektrische Werte eine besondere Rolle. Durch die enorme Erhöhung der Packungsdichte von Bauelementen werden immer mehr Leiterplatten in Mehrlagentechnik benötigt. Die herkömmliche Art der Herstellung von Mehrlagenleiterplatten beruht auf dem separaten Fertigen der Innenlagen und dem anschließenden Laminieren in Preßwerkzeugen. Neue Verfahren gestatten es, auch diese Fertigung zu vereinfachen und die Produktionskosten zu senken. Eine weitere Produktivitätserhöhung wird durch rechnergestützte Leiterplattenfertigung erreicht.

Siebensegment-BCD-Dekoder für U 821 D

Dr.-Ing. JÜRGEN URBIG und
Dipl.-Ing. FRANK LANGENAU

Mitteilung aus der Sektion Physik – Elektronische Bauelemente der TH Karl-Marx-Stadt

Für viele Zwecke der Meßwerterfassung und -verarbeitung ist der Einsatz eines Mikrorechners der 1. Leistungsklasse (U 808 D) nicht gerechtfertigt [1], vielmehr ist es oft günstiger, den Rechnerschaltkreis U 821 D mit geeigneten, fest verdrahteten Programmablaufsteuerungen zum Einsatz zu bringen [1] [2] [3]. Dieser Beitrag beschreibt einen für diese IS geeigneten Siebensegment-BCD-Dekoder.

Da die IS U 821 D ursprünglich für den Einsatz in Taschenrechnern vorgesehen war, erfolgt die Informationsausgabe nur zeitmultiplex im Siebensegmentkode. Für die Weiterverarbeitung (z. B. durch Geräte des ESDM 31) muß die Information in den BCD-Kode umgesetzt werden. Auf diese Forderung wird bereits in [1] hingewiesen, ohne daß dort die Schaltung eines derartigen Dekoders explizit angegeben wird. Aus diesem Grunde wurde auf der Basis von MOS-Schaltkreisen eine eigene Variante entwickelt.

Da die U 821 D mit MOS-IS aus dem VEB Funkwerk Erfurt zusammenarbeiten soll, ist es erforderlich, anstelle der Spannung U_{DD} (wie im Datenblatt angegeben) die Betriebsspannung U_{SS} als Bezugspunkt (Masse) zu verwenden [2]. Somit hat für ein leuchtendes Segment der betreffende Segmentausgang der U 821 D Potential H, ansonsten L.

Das Pegeldiagramm (Funktionstabelle) für die Dekodierung ist im Bild 1 dargestellt.

Zahl	Segment S_A	S_B	S_C	S_D	S_E	S_F	S_G	BCD 2^3	2^2	2^1	2^0
0	L	L	H	H	H	L	H	H	H	H	H
1	L	H	H	L	L	L	L	H	H	H	L
2	H	H	L	H	H	L	H	H	H	L	H
3	H	H	H	H	L	L	H	H	H	L	L
4	L	H	H	L	L	H	H	H	L	H	H
5	H	L	H	H	L	H	H	H	L	H	L
6	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H
7	H	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L
8	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
9	H	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L

Bild 1: Pegeldiagramm

Daraus lassen sich nach den Regeln der Schaltalgebra die entsprechenden Schaltfunktionen ermitteln.

Sie lauten:

$$2^3\ (\triangleq L) = \overline{S_A} \wedge \overline{S_B} \wedge \overline{S_F}$$

$$2^2\ (\triangleq L) = S_A \wedge \overline{S_F} \vee \overline{S_A} \wedge S_B \vee \overline{S_A} \wedge S_G$$

$$2^1\ (\triangleq L) = \overline{S_A} \wedge S_F \vee S_A \wedge \overline{S_E} \wedge \overline{S_F}$$

$$2^0\ (\triangleq L) = \overline{S_A} \wedge S_E \vee S_G$$

Die Ausgänge S_C und S_D werden für die Dekodierung also nicht mit benötigt.

Für den Aufbau des Dekoders mit MOS-Schaltkreisen ist es nun noch erforderlich, o. g. Schaltfunktionen mit Hilfe entsprechender Regeln [4] derart umzuformen, daß eine Realisierung mit dem vorhandenen Schaltkreissortiment möglich ist. Die sich daraus ergebende Schaltung zeigt Bild 2. Im Bild 3 ist ein Vorschlag für die Leiterplattengestaltung mit doppelseitig kaschiertem Basismaterial angegeben.

Zur Weiterverarbeitung der Informationen sind wegen der zeitmultiplexen Ausgabe geeignete Zwischenspeicher [1] [5] und gegebenenfalls Pegelwandler MOS – TTL nachzuschalten.

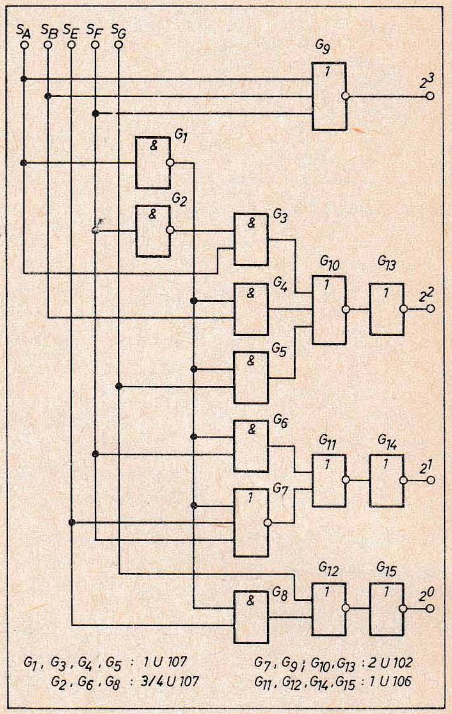


Bild 2: Siebensegment-BCD-Dekoder

Literatur

[1] Delfs, J.: Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 3, S. 155–158

[2] Mäder, M.; Conrad, M.: Informationswandlung mit dem Rechnerschaltkreis U 820 D. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 23, S. 779–781

[3] Schlenzig, K.: Experimente mit U 820 D. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 591–594

[4] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

[5] Jüchter, J.: Zwischenspeicher für mehrstellige Ziffernanzeigen. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 44

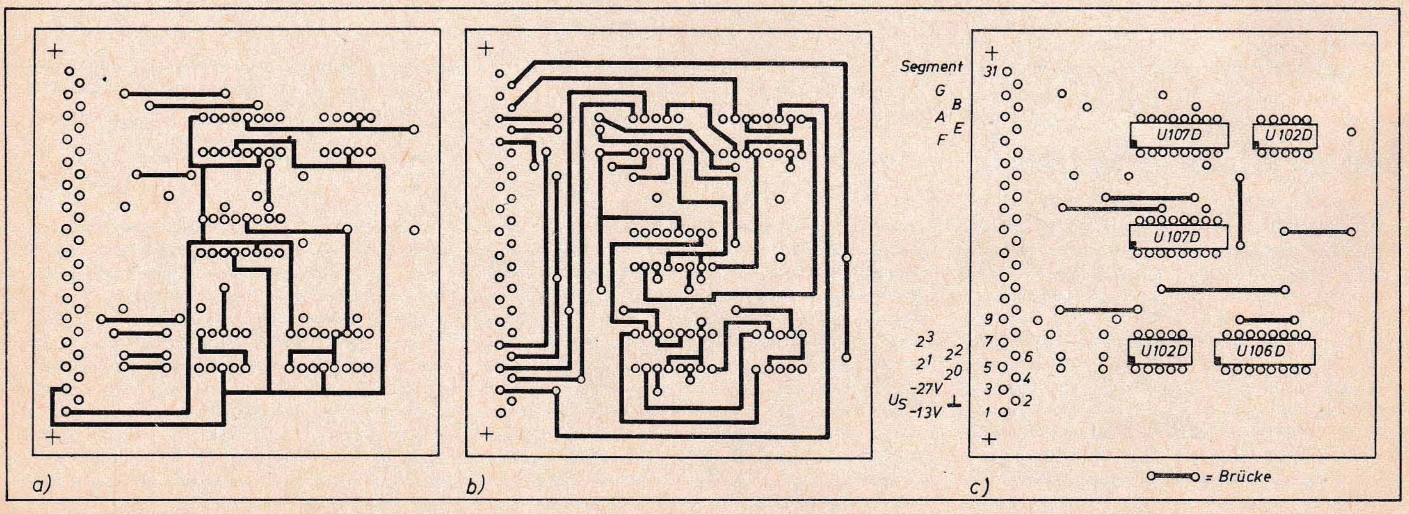


Bild 3: Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 2

Halbleiterelektronik

Teil 2 und Schluß

Prof. Dr. habil. HANS-FRIEDRICH HADAMOVSKY

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Elektronenphysik der Akademie der Wissenschaften der DDR

Silizium-auf-Saphir-Technik

Es ist ein lang gehegter Wunsch der Bauelemententwickler, das Siliziumsubstrat als Träger für integrierte Schaltkreise durch ein elektrisch schlecht leitendes Material mit guter Wärmeleitfähigkeit zu ersetzen. Damit sollen die einzelnen Schaltungselemente völlig voneinander isoliert werden, um parasitäre Effekte bei verbesserten elektrischen Eigenschaften zu vermeiden. Günstige Eigenschaften bezüglich der Isolation hat einkristallines Al_2O_3 (Saphir) als Substrat. Die entwickelte Technologie wird als SOS-Technik (Silicon-on-Sapphire) bezeichnet. Man geht von einem Saphirsubstrat aus, auf welches man eine Siliziumepitaxieschicht aufbringt. Anschließend erfolgt das Ausätzen der Inseln, und zwar so, daß das nicht für die Erzeugung von elektrischen Strukturen benötigte Material weggeätzt wird. Die weiteren Prozesse erfolgen in herkömmlicher Technologie, d. h. Implantieren von p- und n-Zonen für den anschließenden üblichen Silizium-Gate-Prozeß [28]. Die Bauelemente, d. h. die MOS-Transistoren, MOS-Dioden, MOS-Widerstände, MOS-Kapazitäten, echten Widerstände und diffundierten Leitungen, werden in die stehengebliebenen Siliziumepitaxieschichtinseln ein- bzw. aufgebracht. Wegen des Wegfalls der sonst zur Isolation verwendeten pn-Übergänge und sonstigen Isolationsbereiche bringt die SOS-Technik vom Prinzip her die Möglichkeit zur Erhöhung der Integrationsdichte. Der Vorteil der kleinen Kapazitäten ist nur nutzbar für die LSI- und VLSI-Technik, weil anderenfalls die parasitären Leitungskapazitäten die Geschwindigkeiten begrenzen. Neben den üblichen Verarmungs- und Anreicherungs-MOS-Transistoren wurde der sogenannte Deep-Depletion-MOS-Transistor entwickelt.

Die bis jetzt industriell gefertigten SOS-Schaltkreise werden in CMOS-Technologie hergestellt. Bei Mikroprozessoren mit Verdrahtungen geringer Wiederholung wurden Packungsdichten von 300 Transistoren/mm^2 erreicht. Bei statischen RAMs wird für eine Fünftransistorzelle eine Zellgröße von 1 500 μm^2 angegeben [29] [30].

Wie die Entwicklung einzuschätzen ist, zeigt eine Notiz über die Planung der Firma Rockwell [31]. Danach sollen mit der CMOS-SOS-Technologie 4 µm Kanallänge auf Chips, die 10 000 Transistoren und 2 500 Gatter besitzen, erreicht werden. Die Gateverzögerungszeit soll von 2 ns auf 0,7 ns und das Geschwindigkeits-Leistungsprodukt von 5 pJ auf 2 pJ reduziert werden. Im Zeitraum 1981/1982 sollen durch einen weiterentwickelten Prozeß bis 1 µm Kanallänge, 50 000 Transistoren und 12 500 Gatter bei einer Gateverzögerungszeit von 0,2 ns und einem Geschwindigkeits-Leistungsprodukt von 0,3 pJ erreichbar sein.

Für 1985 wird der weitgehende Übergang von der optischen zur Elektronenstrahllithografie geplant, um Anordnungen mit mehr als 500 000 Transistoren und 125 000 Gattern herzustellen.

Die Kanallängen sollen dann < 1 µm sein, die Gateverzögerungszeit kleiner als 0,1 ns, das Geschwindigkeits-Leistungsprodukt beträgt 0,1 pJ.

Besonders bei statischen Schaltungen hat die SOS-Technik gegenüber auf Siliziumsubstrat aufgebauten CMOS-, p-MOS- und n-MOS-Schaltkreisen Vorteile.

Die breitere Einführung scheiterte bisher an den Kosten beim Herstellungs- und Verarbeitungsprozeß des Substrates. Durch einen neuen Ziehprozeß (Bandziehverfahren) sollen die Kosten eines Saphirwafers in Zukunft bei höheren Stückzahlen nur noch 30...40 % höher als die eines Siliziumwafers sein.

Die außerordentliche Härte des Saphirs (Mohs-Härte 9) macht die Verfahren der mechanischen Bearbeitung (Schneiden, Läppen, Polieren) von Czochralski-Kristallen nahezu unmöglich. Beim Bandziehen läßt sich ein 76,2 mm breites und 1 mm dikkes Kristallband durch Ziehen mit Hilfe einer Form erzeugen [28]. Das Band wird zerteilt und z. Z. noch durch Diamantschleifen zu runden Wafern verarbeitet. Diese werden poliert und mit einer 0,6 µm dicken Siliziumepitaxieschicht versehen [28].

Als weiteres Argument für SOS wird die Chipgrößenreduzierung beim Übergang vom Silizium zum Saphir ins Feld geführt.

Zusammenfassend soll festgestellt werden:

- Der Einsatz von SOS-Schaltkreisen ist dort vorteilhaft, wo es auf niedrige Schaltzeiten, hohe Integrationsdichte und geringen Leistungsverbrauch ankommt.
- Wegen der flexiblen Einsetzbarkeit und der höheren Zuverlässigkeit wird ihr Einsatz international im Augenblick von Bauelemente herstellenden Gerätefirmen bevorzugt.
- Eine ökonomische SOS-Produktion muß nach dem Bandziehverfahren erfolgen.

Neue Technologien – neue Bauelemente

Bauelemente mit amorphem Silizium

Die Ökonomie der klassischen Siliziumtechnologien ist speziell hinsichtlich des Abschnittes Herstellung der polykristallinen Siliziumstäbe bis zur polierten Scheibe nicht befriedigend.

Das Suchen nach anderen Wegen führte zu einer neuartigen Filmtechnologie mit einem billigen Substrat. Auf Edelstahl wird amorphes, hydrogenisiertes Silizium (sog. a-Si) aufgebracht. Verwendet wird die Ablagerung eines amorphen Filmes aus der Gasphase durch Zersetzung von Silan (SiH_4) mit Hilfe einer Hochfrequenzglimmentladung [32]. Bild 7 zeigt eine Ausführungsvariante [33], die für größere Flächen bevorzugt wird und eine kapazitiv gekoppelte HF-Anordnung darstellt. Durch Zusätze (Phosphin oder Diboran) zum SiH_4-Gas besteht die Möglichkeit der Dotierung [33]. In Abhängigkeit von den Abscheidungsbedingungen enthält das amorphe Silizium 3 bis 50 Atomprozente Wasserstoff [34]. Bereits 1976 wurde gezeigt [35], daß in amorphen Dünnfilmen pn-Übergänge hergestellt werden können. Damit sind grundsätzliche Voraussetzungen für billige pn-Anordnungen und für großflächige Bauelemente wie Solarzellen geben. Außerdem besteht die Möglichkeit, Schottky-Barrieren aufzubauen. Neben der Herstellung von Hochstromdioden (30 A/cm^2), die allerdings schlechte Sperreigenschaften aufweisen, und Feldeffekttransistoren (die Gateelektrode ist durch eine dünne Schicht von Siliziumnitrid vom a-Si isoliert, s. Bild 8), die für zeilenförmige Flüssigkristalldisplays entwickelt wurden [36] [37], dürfte eine Hauptanwendung in Zukunft für großflächige Solarzellen zu erwarten sein. Die erreichbare Effizienz wird mit 8...10 % geschätzt. Bedeutungsvoll erscheint, daß die Kosten je kW einer a-Si-Solarzelle nur etwa 1/30 gegenüber der aus kristallinem Material betragen sollen. Die Filmtechnologien

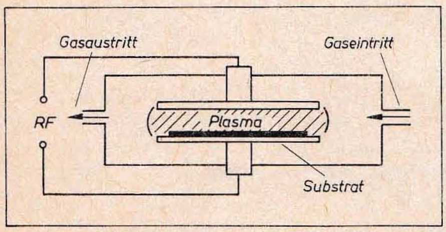


Bild 7: Verfahren zur Gasphasenabscheidung für amorphes Silizium mit kapazitiver Kopplung [32]

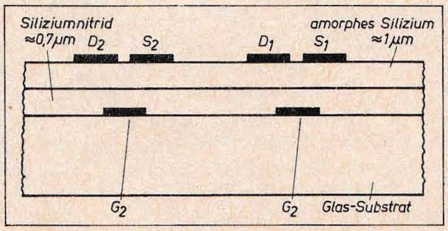


Bild 8: Feldeffekttransistor auf der Basis amorphen Siliziums [37]

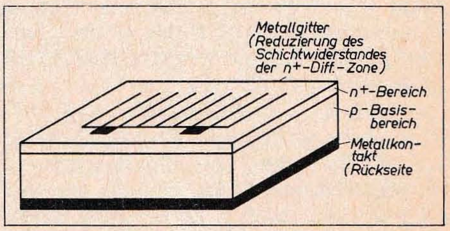


Bild 9: Prinzipaufbau einer Solarzelle

dürften der offensichtlich beste Weg zur kosten- und energiegünstigen Herstellung von Solarzellen sein. Das Prinzip der Solarzelle ist im Bild 9 dargestellt. Mit Hilfe einer neuen Methode, als Gleichstromionenplattierung bezeichnet, lassen sich amorphe Siliziumfilme für Solarzellen mit 1 bis 2 μm Dicke auf einer Fläche von 10 cm^2 in nur 5 min herstellen [39].

Das fortgeschrittenste Verfahren zur Herstellung des Siliziums für Solarzellen dürfte z. Z. das Gießen von polykristallinen Siliziumblöcken sein. Für 1 kg Scheibenmaterial werden bei diesem Verfahren etwa 200 kWh benötigt, bei Anwendung des Czochralski-Verfahrens das Zehnfache. Ein nicht näher beschriebenes Foliengießverfahren soll einen noch geringeren Leistungsbedarf aufweisen [40].

Die Effizienz der Solarzellen auf Basis des polykristallinen Siliziums liegt bei etwa 10 % (theoretische Grenzeffizienz 22 %). Da etwa 50 % der Kosten der Solarzelle durch die Siliziumkosten bedingt sind, ist das Suchen nach effektiven Technologien verständlich. Eine drastische Senkung der Kosten gegenüber dem jetzigen Stand um mehr als den Faktor 10 ist erforderlich [40].

Es scheint so, daß ein technisch-ökonomisch befriedigender Weg zu hocheffizienten Solarzellen noch nicht gefunden wurde. Das wird dadurch bestätigt, daß auch noch andere Systeme (n-CdS, p-Cu_2S) intensiv untersucht werden. Verfahren der Dickschichttechnologie (Anwendung des Siebdruckes für Aufbringung der Dotierung, antireflektierender Schichten, Gitterkontakte und Rückseitenkontakte) werden auf ihre Tauglichkeit hin untersucht [41].

Schottky-Leistungsdioden

Die Anwendung der modernen Dünnfilm-Technik machte in jüngster Zeit auch vor der Leistungselektronik nicht halt. Gedacht ist an die Schottkybarrieren-Leistungsdioden. Sie wurden entwickelt, um den Wirkungsgrad von getakteten Niedervolt-Stromversorgungsanlagen großer Leistung und hoher Schaltfrequenz entscheidend zu verbessern. Sie zeichnen sich durch niedrigere Durchlaßspannungen aus (z. B. 0,5 V bei 20 A Durchlaßstrom, abhängig vom Typ). Die Sperrspannung beträgt maximal etwa 45 V, die Sperrschichtbetriebstemperatur etwa 115...140 °C. Je nach Herstellungsverfahren können die Sperrströme im Bereich von 10...500 mA bei 40 V Sperrspannung und $\vartheta_j = 125$ °C liegen [42].

Das Prinzip der Diode beruht auf der Ausnutzung des Schottky-Effekts. Die Anwendung der Potential-Barriere Metall (Metallsilizid)-Silizium bewirkt das Entstehen eines hohen, durch Thermoemission verursachten Sättigungsstroms, der um den Faktor 10^6 höher ist als beim pn-Übergang. Das führt zu der niedrigen Durchlaßspannung. Wegen der ausschließlichen Majoritätsträgerleitung besitzen die Dioden sehr niedrige Schaltzeiten (mehrere 10 ps) und kleine Sperrkapazitäten.

Das führt zu der niedrigen Durchlaßspanschaften des Bauelementes hängen primär von der Einstellung der Schottky-Barriere ab, die eine stabile Raumladung erzeugt. Am häufigsten werden Chrom, Platin, Wolfram oder Molybdän zur Erzeugung des Schottky-Übergangs verwendet. Bild 10 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Schottky-Diode. Basismaterial ist ein hochdotiertes Silizium, auf das eine schwächer dotierte Epitaxieschicht abgeschieden wurde. Auf diese wird eine Isolationsschicht (SiO_2, Si_3N_4) aufgebracht. Auf die freigeätzte Fensterfläche wird das Barrierenmetall in einer dünnen Schicht aufgesputtert und teilweise unter Silizidbildung (Pt, Pd) eingetempert. Anschließend wird eine diffusionshemmende Metallschicht, z. B. Titan, und danach das Metall für den ohmschen Kontakt aufgebracht.

Die Problematik dieser Bauelemente liegt im Verständnis der noch weitgehend unklaren physikalischen Zusammenhänge zwischen den einzelnen Phasen sowie in der Beherrschung der Prozesse der Schichtherstellung.

Die Anwendung des Sputterverfahrens in ultrahochvakuumfesten Apparaturen hat bisher die besten Ergebnisse gezeigt. Die meist in Sandwichbauweise hergestellten Zellen werden in Metallgehäuse eingelötet, wie sie für Gleichrichterdioden verwendet werden.

Mikrowellenbauelemente

Ausgehend von den Forderungen nach schnelleren Rechnern (Raumfahrt) und der Mikrowellenrichtfunktechnik (Satellitenempfang) mit dem Ziel, hohe Schaltgeschwindigkeiten bei hohen Leistungen (kleine Leistungsverzögerungsprodukte) zu erreichen, begann in den vergangenen Jahren eine intensive Forschung.

Die Hochfrequenzeigenschaften eines Bauelements sind im wesentlichen durch die Gatelänge und zum anderen von einer Reihe von Parametern des Halbleiterwerkstoffes abhängig. Der Basiswerkstoff wird dabei speziell durch die Ladungsträgergeschwindigkeiten und die Sättigungsdriftgeschwindigkeit gekennzeichnet. Bei der Analyse der entsprechenden Parameter für die in Betracht zu ziehenden Werkstoffe (s. Tafel) ist zu berücksichtigen, daß

- wegen der geringen Defektelektronenbeweglichkeiten diese Substanzen weitestgehend nur für Unipolarbauelemente anwendbar sind
- bei Feldeffekttransistoren mit kleiner Kanalgeometrie nicht die Beweglichkeit der Elektronen, sondern deren Driftgeschwindigkeit die grenzfrequenzbestimmende Größe ist.

Bereits in den sechziger Jahren erkannte man das im Prinzip bessere potentielle Leistungsvermögen des Galliumarsenids gegenüber Silizium [47]. Die frühen Resultate mit linearen Mikrowellenschaltungen waren enttäuschend. Die Diffusionstechniken für GaAs sind ihrem Wesen nach unbrauchbar.

Der erste richtige Durchbruch bei der Herstellung monolithischer Mikrowellenschaltkreise erfolgte mit der Entwicklung von Schottky-Barrieren-Gate-FETs auf Galliumarsenidbasis [48]. Danach gelang es, mehrere Funktionselemente auf halbisolierendem GaAs zusammen aufzubringen. Dieses führte 1975 zur Entwicklung des ersten monolithischen GaAs-Mikrowellenverstärkers [49]. GaAs gewann weitere Bedeutung als Substratmaterial für Hochgeschwindigkeits-FET-Schaltanordnungen für die integrierte Logik [50] und für monolithische Schottky-Dioden-Mischstufen [51].

Halbleiterphysikalische Parameter für Werkstoffe von Mikrowellenbauelementen [43] [44] [45] [46]

	Si	GaAs	InP	SiC
Elektronenbeweglichkeit in cm^2/Vs, undotiert	1 350 ± 100	8 600	5 300	100
Defektelektronenbeweglichkeit in cm^2/Vs	480	450	100	50
Sättigungsdriftgeschwindigkeit in cm/s	$1 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2{,}5 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$
Bandabstand in eV	1,10	1,43	1,27	2,90
max. Betriebstemperatur ϑ_a in °C	250	420	≈ 320	> 500

Die große Bedeutung des GaAs liegt in der Zukunft bei den FETs mit Kanallängen von 1 μm und darunter. Diese FETs sind der Schlüssel zu VLSI-Schaltkreisen. Die Ursache liegt im Leistungs-Verzögerungsprodukt. GaAs-FETs weisen eine Gateverzögerungszeit von 60 ps und ein Leistungs-Verzögerungsprodukt von weniger als 40 fJ auf. Eine vergleichbare Silizium-MESFET-Anordnung würde für das gleiche Leistungs-Verzögerungsprodukt 400 ps Gateverzögerungszeit besitzen.

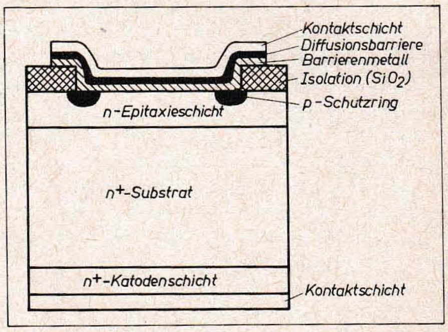


Bild 10: Schottky-Leistungsdiode mit diffundiertem Schutzring

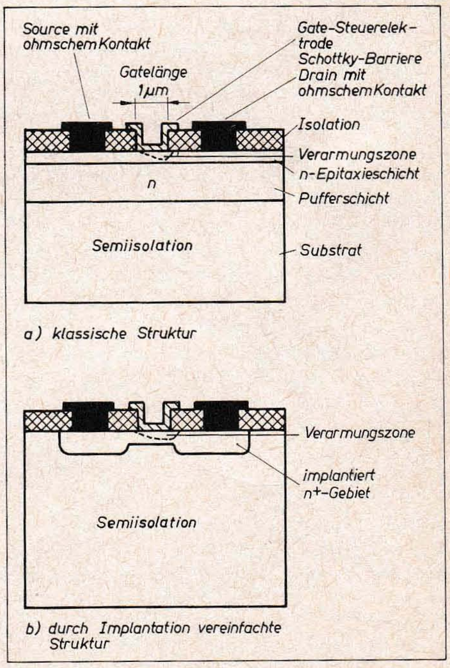


Bild 11: Planare GaAs-MESFET-Anordnung. a) Aufbau in Epitaxie-Ausführung; b) Anordnung mit Ionenimplantation

Bild 11 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines typischen GaAs-MESFETs. Auf ein Cr-dotiertes Substrat mit einem spezifischen Widerstand von etwa $10^7...10^8$ Ωcm werden eine 5...10 μm dicke Zwischenschicht (Donatorenkonzentration etwa 10^{14} cm^{-3}) und die 0,3...0,5 μm dicke aktive Schicht (Donatorenkonzentration etwa 10^{17} cm^{-3}) aufgebracht. Auf der Oberfläche der aktiven Schicht sind das Schottky-Gate und die ohmschen Kontakte für Drain und Source aufmetallisiert.

Der Schottky-Kontakt wird meist durch Gold-Aufdampfung hergestellt (Barrierenhöhe 0,9 eV). Am Schottky-Übergang befindet sich eine an Ladungsträgern verarmte Raumladungszone. Die Gatespannung steuert deren Tiefe in der n-Typ-Epitaxieschicht. Das Substrat muß einen halbisolierenden Charakter besitzen, um die parasitären Kapazitäten im Bauelement so gering wie möglich zu halten.

Die Mikrowelleneigenschaften der Bauelemente (Betriebsfrequenz) werden durch den kritischen Abstand zwischen Gate und Source, hauptsächlich aber durch die Gatelänge, bestimmt [52]. Für eine Frequenz von 4 GHz beträgt die Gatelänge 1 μm. Für 40 GHz werden mit Hilfe der Elektronenstrahllithografie Werte von 0,2 μm angestrebt. Neben hoher Frequenz sind geringe Rauschzahlen gefordert. Für Kleinsignaltypen sagt man etwa 5,0 dB bei 20 GHz voraus. Das Rauschen ist bei sonst unveränderten Parametern von der Gatelänge abhängig. Leistungs-MESFETs erfordern bei ähnlichem Aufbau höhere Gatebreiten. Über die bisher erreichten Daten informiert ausführlich die Veröffentlichung [52]. Spitzenwerte werden danach von Fujitsu mit 15 W bei 4 GHz erzielt. Über die perspektivischen Aussichten liegen mehrere Berichte vor. Moncrief [53] spricht davon, daß die GaAs-Schaltkreise die MSI-Komplexität erreicht haben und die LSI-Kreise bald folgen werden. Die Mikrowellentechnik soll durch Hochgeschwindigkeitssysteme auf einem Chip revolutioniert werden.

Nach [54] sollen GaAs-FETs im Frequenzbereich über 4 GHz eindeutig bessere Eigenschaften als solche aus Silizium haben. Während z. Z. 100 Gatter je integrierte Schaltung erreicht werden, sind 1 000 Gatter mit einer Fläche von je $5 \cdot 10^{-3}$ cm^2 geplant. Typische Daten sind Taktfrequenzen von 0,6...4,5 GHz, Verlustleistungen von 210...4 000 μW, Leistungs-Verzögerungsprodukte von 60...400 fJ und Verzögerungszeiten um 100 ps.

Mitte der achtziger Jahre wird das Integrationsniveau der jetzt bekannten LSI-Kreise erreicht werden. Zu erwarten sind Datenraten von 2...10 G bit, die in Siliziumtechnik nicht realisierbar sind. Für eine gegebene Geschwindigkeit haben somit GaAs-Schaltkreise ein niedrigeres Leistungs-Verzögerungsprodukt als Silizium. Das ist der Grund für den Trend zu VLSI-Schaltkreisen auf GaAs-Basis.

Die Ausnutzung der hohen Geschwindigkeit hat bei GaAs den Begriff VHSI (Very High Speed Integration) entstehen lassen. Die Hauptanwendungen im Zeitraum bis 1985 dürften auf folgenden Gebieten liegen [55]:

1. Ziel der Logikschaltungen sind LSI-Bauelemente (Depletion-MESFETs) mit mehr als 1 000 Gatter/Chip für 3...7 G bit, geeignet für die Hochgeschwindigkeitssignalverarbeitung. Gute Perspektiven haben die Schaltkreise mit Schottky-Dioden-FET-Logik. Das Integrationsniveau wird durch $2 \cdot 10^5$ Gatter/cm^2 bei Gatterverzögerungen von 50 ps bei 1 μm Gatelänge charakterisiert. Bei Reduzierung der Gatelänge auf 0,5 μm durch Anwendung der Elektronenstrahllithografie werden 20 ps vorausgesagt.
2. Integrierte Analogschaltungen basieren auf dem Depletion-MESFET-Transistor. Drei Hauptanwendungsgruppen existieren:
   - rauscharme Breitbandverstärker bis 26,5 GHz
   - Leistungsverstärker mit 10 W Ausgangsleistung für das X-Band (5,2 bis 10,9 GHz)
   - komplette Mikrowellenempfänger für das X-Band, z. B. für zivilen Satellitenfernsehempfang.
3. Die Realisierung ladungsgekoppelter Bauelemente (CCD) erfolgt auf Basis der Schottky-Gate-CCD-Technik. Sie unterscheiden sich von Siliziumbauelementen durch wesentlich höhere Arbeitsgeschwindigkeiten und geringere Verlustleistungen.
4. Ziel der monolithischen Integration von elektronischen und optischen Bauelementen ist die Kombination von Verstärker- und Schaltelementen, Mikrowellengeneratoren und -oszillatoren, Strahlungsemittern für sichtbares und IR-Licht. Erste Erfolge zeigen sich bei der Vereinigung mehrerer Bauelemente unterschiedlicher Funktion in der Lichtleiternachrichtenübertragung.

Zur Zukunft der GaAs-Schaltkreise ist festzustellen, daß damit keine Substitution der Si-Schaltungen erfolgt. Der höhere technologische Aufwand, verbunden mit höheren Kosten, gestattet nur Einsatzgebiete, wo entscheidende technische Vorteile nutzbar sind (Schaltzeit vier- bis siebenmal besser bei 1/30...1/10 des Leistungsverbrauches).

Die um den Faktor 30 kleineren Leistungs-Verzögerungszeitprodukte bilden die Grundlage für eine zukünftige Produktion hochintegrierter Schaltungen. Allgemein wird der industrielle Einsatz monolithisch integrierter Digital- und Analogschaltungen auf GaAs-Basis spätestens für Mitte der 80er Jahre vorausgesagt [55]. Um die Industriereife zu erreichen, muß neben der Beherrschung der Epitaxie-, Isolations- und Kontaktierverfahren speziell die Züchtung unkompensierter, halbisolierender Substrate gelöst werden. Erste Ansätze hierzu sind vorhanden [56], indem Synthese und Kristallzüchtung des GaAs in einem Gefäßsystem durchgeführt werden.

Wird statt des GaAs das technologisch schwieriger zu beherrschende InP für FETs eingesetzt, darf man auf Grund der Materialeigenschaften eine um 30 % höhere Grenzfrequenz erwarten. Experimentelle Resultate erbrachten nach [57] [58] auch tatsächlich eine etwas höhere Grenzfrequenz bei InP im Vergleich zum GaAs. In niedrigen bis mittleren Höchstfrequenzbereichen ist InP prädestiniert für rauscharme Verstärkung. In der Literatur sind für InP-FETs Rauschzahlen von 1 dB bei 4 GHz und 2,5 dB bei 8 GHz mit einer Verstärkung von 5 dB enthalten [59].

Bei sehr kleinen Gatelängen (die technologische Grenze dürfte bei etwa 0,2 bis 0,3 μm liegen) werden bei Source-Drain-Spannungen im Bereich einiger Volt bereits Feldstärken von mehreren kV/cm erreicht. Aus diesem Grund ist die Abhängigkeit der Elektronendriftgeschwindigkeit von der Feldstärke zu berücksichtigen. Aus den Werten für GaAs und InP folgt, daß letztere Substanz bei Feldstärken im Bereich von 8...18 kV/cm eine höhere Driftgeschwindigkeit aufweist. Dieser Sachverhalt erklärt das eingangs erwähnte bessere Frequenzverhalten.

Ein „exotisches" Halbleitermaterial hat bezüglich der Anwendung für Mikrowellen-FETs in jüngster Zeit von sich reden gemacht – Siliziumkarbid. Im Labor wurden Anordnungen als Schottky-Gate-FETs mit einer Gatelänge von (1,1 ± 0,1) μm, einer Gatebreite von 300 μm und einem Source-Drain-Abstand von 3,5 μm hergestellt. Auffallend ist die erhaltene Spannungsfestigkeit (> 80 V, GaAs: 10...15 V) [46].

SiC-Schottky-Barrieren-FETs wären für hohe Leistungen prädestiniert. Die Problematik liegt im Ausgangsmaterial. Das bisher übliche Resublimationsverfahren zur Herstellung des SiC (Lely-Methode) ergibt nur Kristalle mit Abmessungen von etwa 1 cm^2 und 1 mm Dicke. Vorgeschlagen wird deshalb eine SiC-Kristallzüchtung in Stäben aus einer nichtstöchiometrischen Kohlenstoff-Silizium-Schmelze [45].

1963 entdeckte Gunn [60], daß von GaAs und InP bei Anlegen eines Gleichfeldes hinreichend hoher Feldstärke Mikrowellen emittiert werden. Der Effekt wird seit einiger Zeit zur Realisierung von Mikrowellenoszillatoren und triggerbaren Schaltelementen verwendet.

Planare Gunn-Elemente mit Schottky-Gate eignen sich besonders für logische Bauelemente und zur direkten Modulation von Laserdioden mit hohen Bitraten [61]. In Zukunft wird man Elektron-Transfer-Bauelemente mit MESFETs auf einem Chip unter Anwendung der Implantation kombinieren können. Von der Theorie her müßten InP-Elektron-Transfer-Bauelemente gegenüber solchen aus GaAs größere Vorteile aufweisen. Die erreichten Ergebnisse hängen weitgehend von der Lösung der Materialherstellung und Bearbeitung ab. Sie geben Anlaß zur intensiven Forschung auf diesem Gebiet. Leon [62] berichtete über folgende Resultate an InP-Bauelementen: Oszillatoren lieferten bis zu 200 mW Leistung bei 4,6 % Wirkungsgrad und 26 GHz. Bei 80 GHz konnten 5...10 mW Leistung erzielt werden. Hervorzuheben ist das geringe Rauschen bei höheren Frequenzen. Im Bereich von 27...38 GHz konnten Rauschzahlen von 11...14 dB gemessen werden, mit einem Gewinn von 6 dB im (27...33)-GHz-Band und 9 dB im (35...38)-GHz-Band [43].

Hochtemperaturelektronik

Abschließend soll noch auf eine futuristische Entwicklungsrichtung hingewiesen werden – die Hochtemperaturelektronik. Die Energieproblematik fordert für eine Reihe von Anwendungen Bauelemente für höchste Ansprüche. Das betrifft z. B. die Meßtechnik für geothermische Wärmequellen, Kernkraftwerke, Düsenmotoren und An-

lagen der Öl- und Gasversorgung. Da passive Bauelemente bereits für Betriebstemperaturen bis 500° entwickelt wurden, müssen die aktiven Bauelemente die Barriere von 275 °C überwinden.
Über Ergebnisse zur Zuverlässigkeit von Si-Schaltkreisen bei hohen Temperaturen existieren neue Ergebnisse [63]:
Kommerzielle Schottky-TTL-Schaltungen und dielektrisch isolierte Low-power-Schottky-TTL-Schaltungen arbeiten bis 325 °C einwandfrei, golddotierte TTL-IS nur bis 250 °C, während kommerzielle, isolierte I^2L-Schaltungen bis 250...275 °C funktionierten. CMOS-Schaltkreise sind noch im Bereich von 280...350 °C funktionstüchtig. Allgemein wurde festgestellt, daß Siliziumschaltkreise im Analogbetrieb bis 325 °C und digitale bis zu 350 °C betreibbar sind [64].
Besonderes Interesse verdienen Bauelemente aus Werkstoffen mit größerer Bandbreite. Testdioden aus GaAs und GaP zeigten bei 350 °C lediglich Sperrströme im Nanoamperebereich. Diese Bauelemente sowie kommerzielle GaAs-MESFETs wiesen an den Stellen der Kontaktmetallisierung Degradationserscheinungen auf. Die meist verwendeten AuGe-Kontakte führten immer zu potentiellen Schwierigkeiten. Bessere Ergebnisse wurden mit Au/Nb/Si- und Pt/Nb/Si-Kontakten erzielt. Diese Befunde decken sich mit anderen, wonach sich bezüglich des Zuverlässigkeitsverhaltens die Metallisierung stets am anfälligsten erwies. Die Material- und Energieproblematik, die grundsätzlich höhere Zuverlässigkeiten fordert, wird eine Intensivierung dieser Forschungsrichtungen mit sich bringen.

Literatur

[1] Schoppnies, E.: Über Submikrometerstrukturen zur Größtintegration. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 8–11
[2] Weinerth, H.: Elektronik 28 (1979) H. 1, S. 37
[3] Hoffmann, K.: Solid State Dev. 1979. Conf. Ser. Nr. 53, S. 83. Inst. of Phys. Bristol und London
[4] Denhard, R. H. et al.: IEEE J. Solid Circuits Scg. 256 (1974) zit. b. [3]
[5] Lyman, J.: Electronics 105 (105), zit. b. [3]
[6] Gossen, R. N.: IEEE spectrum 16 (1979) H. 3, S. 42
[7] Markt und Technik (1980) H. 3, S. 1
[8] Torrero, E. A.: IEEE spectrum 16 (1979) H. 1, S. 43
[9] Solid State Technology 22 (1979) H. 9, S. 12
[10] Tarui, Y. et al.: J. Jap. Soc. Appl. Phys. suppl. 193 (1971) H. 10, S. 193, zit. b. [3]
[11] Rienecker, W.: Elektronik 28 (1979) H. 12, S. 39
[12] Bahraman, A. et al.: IEEE Journ. of Solid State Circuits 14 (1979) H. 3, S. 578
[13] Weiß, M.: Elektronik 28 (1979) H. 13, S. 43
[14] Allan, R.: IEEE spectrum 14 (1977) H. 12, S. 34
[15] Broers, A. N.: Physics Today 11 (1979) H. 79, S. 39
[16] Mogab, C. J.: Solid State Dev. 1979, Conf. Ser. Nr. 53, S. 37. Inst. of Phys. Bristol und London.
[17] Rimini, E.; Campisano, S. U.: Solid State Dev. 1979. Conf. Ser. Nr. 53, S. 115. Inst. of Phys. Bristol und London
[18] Palkuti, L. et al.: IEEE Proc. 30. Electronic Comp. Conf. 1980 San Francisco, S. 37
[19] Tu, K. N.; Max, J. W.: Interdiffusion and Reactions. New York: John Wiley & Sons 1976
[20] Geis, M. W. et al.: Appl. Phys. Letters (1979) H. 35, S. 173
[21] Dingle, R. et al.: Inst. Phys. Conf. Ser. 45 (1979) Kap. 3
[22] Smith, E. G.: IEEE Proc. 30. Electron. Comp. Conf. 1980 San Francisco, S. 248
[23] Electronics 52 (1979) H. 11, S. 198
[24] Hohmuth, K.; Roß, R.: spectrum (1980) H. 6, S. 25
[25] Matlock, J. H.: Semiconductor International 2 (1979) H. 10, S. 33
[26] Tan, T. Y.; Gardner, E. E.; Tice, W. K.: Appl. Phys. Letters (1977) H. 30, S. 175
[27] Yang, K. H.; Kappert, H. F.; Schwuttke, G. H.: phys. stat. sol. 50 (1978) S. 221
[28] Vonderschmitt, B. V.: Elektronik 28 (1979) H. 18, S. 43
[29] Capell, A. et al.: Electronics 50 (1977) H. 5, S. 99
[30] Forbes, B. E.: Hewlett Packard Journal (1977) H. 4, S. 2
[31] Electronics 52 (1979) H. 7, S. 48
[32] Chittik, R. C. et al.: Electrochem. Soc. 116, H. 77, S. 1969
[33] Spear, W. E.; Le Comber, P. G.: Phil. Mag. 33 (1976), S. 935
[34] Brodsky, M. et al.: Appl. Phys. Letters 29 (1977), S. 11
[35] Spear, W. E. et al.: Appl. Phys. Letters 28 (1976), S. 105
[36] Le Comber, P. G.: Electronics Letters (1979) H. 15, S. 179
[37] Smith, K.: Electronics 52 (1979) H. 21, S. 69
[38] Carlson, D. E.; Wronski, C. R.: Appl. Phys. Letters 28 (1976), S. 671
[39] Solarzellenherstellung mit Gleichstrom-Ionen-Plattierung. Funkschau 52 (1980) H. 3, S. 14
[40] Fischer, H.; Roy, K.: Solid State Dev. 1979. Conf. Ser. Nr. 53, S. 55. Inst. of Phys. Bristol and London
[41] Firor, K.; Hogan, S.: IEEE Proc. 30. Electronic Comp. Conf. 1980 San Francisco, S. 210
[42] Fodor, G. T.: Elektronik 29 (1980) H. 1, S. 61
[43] Tschulena, G.: nachrichten elektronik 32 (1978) H. 2, S. 45
[44] Hadamovsky, H.-F. (Hrsg.): Halbleiterwerkstoffe. Leipzig: VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie 1972
[45] Kürzinger, W.: nachrichten elektronik 33 (1979) H. 11, S. 362
[46] Pettenpaul, E.; v. Münch, W.; Ziegler, G.: Solid State Dev. 1979, Conf. Ser. Nr. 53, S. 21. Inst. of Phys. Bristol und London
[47] Mehal, E. W.; Wacker, R. E.: IEEE Trans. on Microwave Theory and Technics MTT-16 (1968) H. 7, S. 451
[48] Cardwell, M. J. et al.: ESSDERC-Conf. 1974
[49] Pengelly, R. S.; Turner, J. A.: Electronics Letters 12 (1976) S. 251
[50] van Tuyl, R.; Liechty, C.: IEEE Journ. Solid State Circuits SC-9 (1974) S. 269
[51] Ristow et al.: 8. Eur. Microwave Conf. Proc. Copenhagen 460 (1977)
[52] Dance, B.: nachrichten elektronik 32 (1978) H. 12, S. 401
[53] Moncrief, F.: Microwaves (1979) H. 9, S. 42
[54] Zuleeg, R.: Solid State Dev. 1979, Conf. Ser. Nr. 53, S. 75, Inst. of Phys. Bristol und London
[55] Herzog, J.: ZIE-Bericht (1980) 4
[56] AuCoin, T. R. et al.: Sol. State Technology (1979) H. 1, S. 59
[57] Barrera, J. S.; Archer, R. J.: IEEE Trans. Electronic Devices ED-22 (1975) S. 1023
[58] Engelmann, R. W.; Liechty, C.: IEEE Trans. Electronic Devices ED-24 (1977) S. 1288
[59] Hilsum, C.; Proc. 13. Int. Conf. Phys. of semicond 1976, Rom, S. 74
[60] Gunn, J. B.: Solid State Comm. 1 (1963) S. 88
[61] Lindner, G. et al.: Elektronikschau 55 (1979) H. 10, S. 28
[62] de Leon, J. C.: Microwave 2.12 (1977)
[63] Prince, I. L.: IEEE Proc. 30. Electronic Comp. Conf. 1980 San Francisco, S. 135
[64] Coquat, C.; Palmer, D.: IEEE Proc. 30. Electronic Comp. Conf. 1980 San Francisco, S. 55

Mehrphasige Ansteuergeräte mit U 706 D

Teil 2 und Schluß

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN und
Dipl.-Ing. PETER GRASSHOFF

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

1.5. Zündpulsbildung

Als Auslösesignal für den Zündimpuls dient das Umschalten des Einganges e_V von H auf L. Entsprechend dem in [1] dargestellten Verhalten der U 706 D wird ein internes Auslösesignal gebildet. Dieses wirkt auf den Anschluß e_{TI} der U 706 D. In diesem Anschluß sind ein Open-Drain-Ausgang und ein üblicher Eingang vereinigt. Das bedeutet, daß vor dem Auslösesignal für den Zündimpuls an diesem Anschluß H-Pegel liegt, ein nach Bild 3 angeschlossenes RC-Glied folglich einen entladenen Kondensator besitzt. Mit dem Start des Zündimpulses wird e_{TI} intern auf L geschaltet, was die Aufladung des zeitbestimmenden Kondensators C_I zur Folge hat. Mit dem Erkennen von L-Potential an e_{TI} wird der Zündimpuls beendet. Es stellt sich intern wieder H-Pegel ein, was zu einer raschen Entladung des zeitbestimmenden Kondensators C_I und damit zur sofortigen Wiederbereitschaft des Impulsformers führt. Es sei bemerkt, daß infolge einer internen Rückführung die Dauer des ausgelösten Zündimpulses unabhängig von der Dauer des Auslösesignales ist.
Der Impulsformer ermöglicht, eine Impulsfolge für die Dauer des internen Auslösesignales zu erzeugen. Der erste Zündimpuls entsteht dabei in der beschriebenen Art. Mit dessen Beendigung wird intern ein

Flip-Flop umgeschaltet, das den zu e_{TI} äquivalent aufgebauten Anschluß e_{TP} intern von H auf L umschaltet. Ein an e_{TP} in entsprechender Weise zu e_{TI} angeschlossenes RC-Glied bestimmt in ebenfalls analoger Weise die Dauer der Impulspause. Mit dem Erkennen von L-Potential an e_{TP} schaltet das interne Flip-Flop in die Ausgangslage. Es wird erneut ein Zündimpuls gebildet, und der an e_{TP} angeschlossene, die Zündpulspause bestimmende Kondensator C_P wird rasch entladen. Dieser Vorgang wiederholt sich zyklisch bis zum Ende des internen Auslösesignals. Fällt dieses Ende in eine Impulszeit, erfolgt wie bei der Auslösung von Monoimpulsen kein Abbruch des laufenden Impulses.

Die Beschreibung zeigt, daß mit dem in der U 706 D eingebauten Impulsformer wahlweise Monoimpulse (e_{TP} extern auf H-Pegel) oder eine Zündpulsfolge (e_{TP} mit externem RC-Glied verbunden) für die Dauer des internen Auslösesignals gebildet werden können. Jeder gebildete Zündimpuls besitzt zwangsweise die volle, von dem RC-Glied R_I, C_I bestimmte Länge. In der Schaltung des Standardansteuergerätes (s. Bild 3) ist die üblicherweise anzutreffende Monoimpulsbildung vorgesehen.

Der bzw. die Zündimpulse werden je nach Stellung eines taktgesteuerten RS-Flip-Flops der IS U 706 D zwei Kanälen zur weiteren Verarbeitung zugeführt. Die Umschaltung dieses Flip-Flops erfolgt über Vorbereitungseingänge, die von der internen Logik der Synchronisation gesteuert werden. Während der Dauer eines Zündimpulses ist das taktgesteuerte RS-Flip-Flop verriegelt, d. h., während der Dauer eines Zündimpulses kann keine Kanalumschaltung erfolgen. (Die Zündimpulspause dient als Taktsignal für die Informationsübernahme.)

Die Zündimpulse werden in einem der beiden äquivalenten Kanäle der Logik der Impulsausgabe zugeführt und außerdem als H-Signal an einem zugeordneten Nachimpulsausgang a_{N1} oder a_{N2} ausgegeben. Die Nachimpulsausgänge sind als Gegentaktausgänge ausgebildet. Nachimpulseingänge e_{N1}, e_{N2} bieten die Möglichkeit, den in der IS erzeugten Impulsen weitere Impulse von außen zuzumischen. Im Standardansteuergerät ist zur Sicherstellung des Anlaufes und des lückenden Betriebs jeweils 60°el nach dem Hauptimpuls ein Nachimpuls vorgesehen. Werden die Nachimpulsausgänge und -eingänge der drei Ansteuerschaltungen U 706 D in der im Bild 3 gezeigten Art gemäß

$$a_{N1}(R) \rightarrow e_{N2}(S)$$
$$a_{N2}(R) \rightarrow e_{N1}(S)$$
$$a_{N1}(S) \rightarrow e_{N2}(T)$$
$$a_{N2}(S) \rightarrow e_{N1}(T)$$
$$a_{N1}(T) \rightarrow e_{N2}(R)$$
$$a_{N2}(T) \rightarrow e_{N1}(R)$$

verbunden, werden die Forderungen an die Zündimpulse sechspulsiger netzgelöschter Stromrichterschaltungen erfüllt (Stromrichteranpassung).

1.6. Impulsausgabe

Die interne Logik der Impulsausgabe besitzt zwei äquivalente Eingangskanäle, in denen der Haupt- und Nachimpuls jeweils nacheinander erscheinen. Die beiden Kanäle sind den Halbwellen der Phasenspannungen zugeordnet. Befindet sich der Eingang e_{PR} am U 706 D auf H-Pegel, werden die Zündimpulse den Ausgängen a_1 in der positiven bzw. a_2 in der negativen Halbwelle als H-Signale zugeführt; die Ausgänge a_3 und a_4 führen ständig L-Pegel. Befindet sich der Eingang e_{PR} auf L-Pegel, erscheinen die Zündimpulse an den Ausgängen a_3 (positive Halbwelle) bzw. a_4 (negative Halbwelle); jetzt führen die Ausgänge a_1 und a_2 ständig L-Pegel. Die Umschaltung der Ausgänge erfolgt nach der in [1] beschriebenen Art durch ein von e_{PR} gesteuertes internes Flip-Flop, dessen Umschaltung während der Dauer eines Zündimpulses auf einem der beiden Kanäle verriegelt ist. (Die Zündpulspause dient als Taktsignal für die Informationsübernahme.) Dieses Verriegelungssignal dient außerdem der Realisierung der mit L-Pegel am Eingang e_{SV} auslösbaren verzögerten Sperre der Zündimpulse. Das Sperrsignal wird folglich erst nach Beendigung eines laufenden Zündimpulses als internes Sperrsignal wirksam. (Laufende Zündimpulse werden noch vollständig ausgegeben.) L-Pegel an dem unverzögert wirkenden Sperreingang e_S ruft dagegen sofort ein internes Sperrsignal hervor. (Laufende Zündimpulse werden unverzögert abgebrochen.) Das interne Sperrsignal sperrt sofort die weitere Ausgabe von Zündimpulsen, hebt die Verriegelung der Umschaltung des internen Flip-Flops durch e_{PR} auf, die Umschaltung der Ausgänge der U 706 D durch Pegelwechsel an e_{PR} kann trägheitslos erfolgen, wenn gleichzeitig für kurze Zeit an e_S ein L-Signal geschaltet wird, und führt den internen Impulsformer für die Zündpulse in Wiederbereitschaftsstellung.

Da infolge einer speziellen internen Sperrsignalsteuerung Zündimpulse, deren Auslösezeitpunkt (e_V nach L-Pegel) vor dem Auflösen der Sperre (e_S und/oder e_{SV} nach H-Pegel) lag, nicht mehr ausgegeben werden, eignet sich das Standardansteuergerät selbst zur Realisierung extrem schneller kreisstromfreier Steuerungen, die sonst übliche wesentlich aufwendigere kreisstrombehaftete Schaltungen in vielen Fällen verdrängen werden. Nur wegen der integriert in der IS vorliegenden und damit billigen Logik war es möglich, ein Standardansteuergerät für so hohe Anforderungen und damit ein Standardansteuergerät überhaupt zu konzipieren. Die in vielen Anwendungsfällen nicht vollständig genutzten Möglichkeiten rechtfertigen auf Grund der Standardisierung die sehr geringen Mehrkosten.

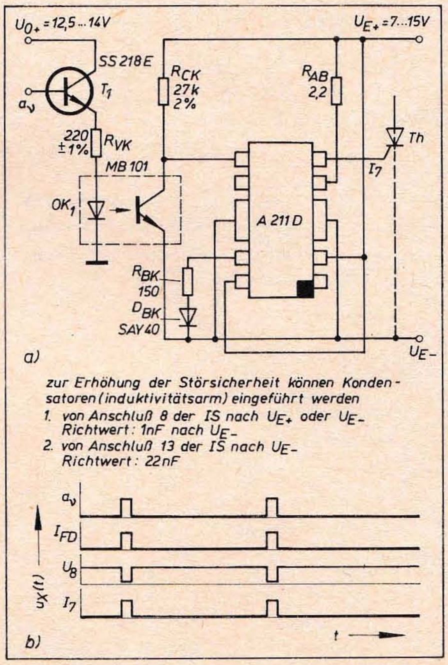


Bild 6: Zündendstufe. a) Schaltung; b) Signalverläufe

1.7. Zündendstufen

Die Zündendstufen gewährleisten die Thyristoranpassung der Zündimpulse durch Verstärkung und Potentialtrennung. Sie werden im Standardansteuergerät durch die Ausgänge a_ν (Open-Drain-Ausgänge mit Lasttransistoren) der U 706 D angesteuert. In der Endstufenschaltung nach Bild 6a erfolgt die Potentialtrennung optoelektronisch, eine übliche transformatorische Potentialtrennung ist ebenfalls möglich. Bei dieser günstigen und raumsparenden Variante werden die an den Ausgängen a_ν der U 706 D erscheinenden Zündpulse (H-Signale) mit Hilfe des Emitterfolgers T_1 verstärkt und über einen Strombegrenzungswiderstand der Lumineszenzdiode des Optokopplers zugeführt. Die Sekundärseite des Kopplers steuert den integrierten NF-Verstärker A 211 D, der sich auf Thyristorpotential befindet. Die Reihenschaltung mit R_{BK}, D_{BK} dient der Einhaltung innerer Stromgrenzwerte. Während des Zündpulses wird der Zündstrom in Form des Spannungsabfalles an R_{AB} mit einer internen Vergleichsspannung verglichen und bei Spannungsgleichheit begrenzt, was einer Regelung des Zündstromes entspricht. Auf Grund dieser Tatsache ist es möglich, die Ausgangskennlinie des Zündverstärkers der Zündkennlinie des Thyristors anzupassen und so eine sichere Zündung bei vermindertem Zündenergiebedarf und verminderten Anforderungen an die Verstärkerbauelemente zu gewährleisten. Außerdem kommt es zu einer beträchtlichen Verminderung des Aufwandes für die Stromversorgung und die zugehörigen Sieb- und Stabilisierungsmittel. Bedenkt man, daß in einer sechspulsigen Schaltung sechs aufwendige Zündpulsübertrager mit einer Stromversorgung bei optoelektronischer Potentialtrennung beispielsweise durch vier Stromversorgungswicklungen auf einem Transformator und vier einfache Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator ersetzt werden können, so sind die Vorzüge offenkundig.

2. Modifikationen des sechspulsigen Standardansteuergerätes

2.1. Standardansteuergerät am 60-Hz-Netz

Der Betrieb des sechspulsigen Standardansteuergerätes ist am 60-Hz-Netz mit wenigen Änderungen der Dimensionierung möglich.

2.2. Synchronisation, Filter und Synchronpulsbildung

Für den Funktionsblock Netzanpassung wurden bei der Beschreibung des Standardansteuergerätes die schaltungsmäßigen Lösungen nach den Bildern 2a und 4a empfohlen. Wird auf die optoelektronische

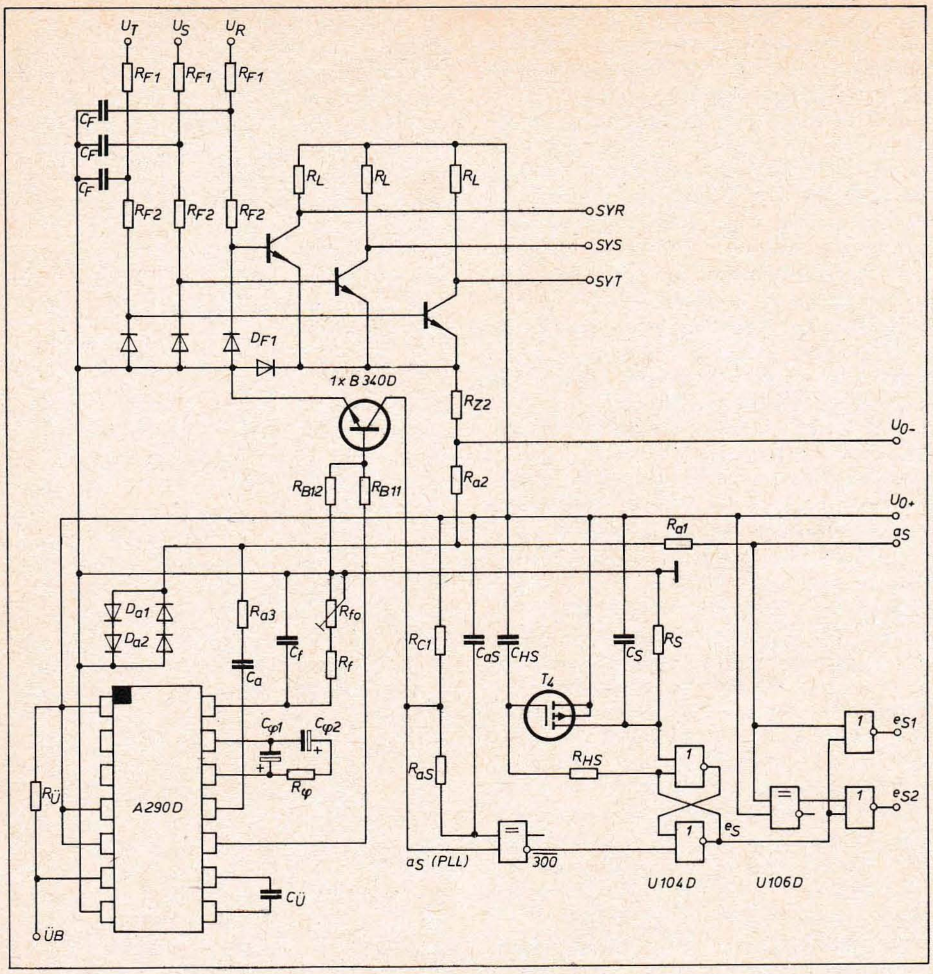


Bild 7: Synchronisationsschaltung für transformatorische Potentialtrennung

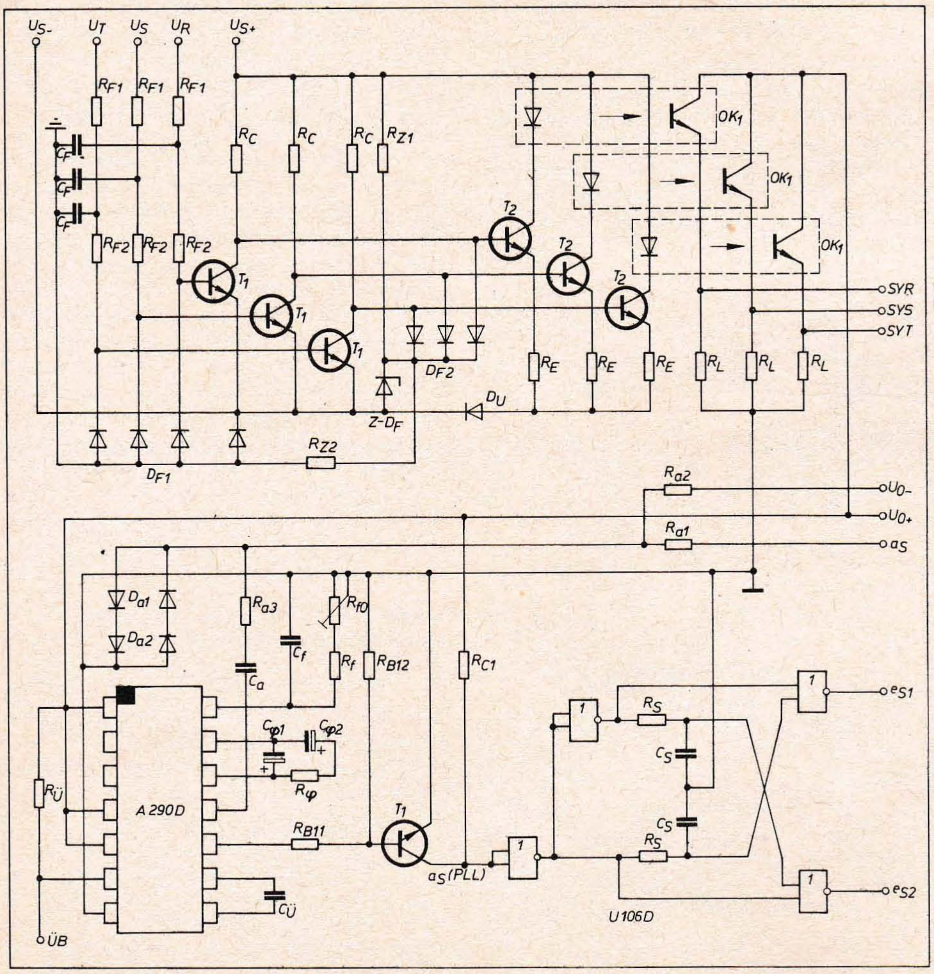


Bild 8: Synchronisationsschaltung für optoelektronische Potentialtrennung

Potentialtrennung verzichtet und die Synchronisationswechselspannung nach vorheriger transformatorischer Potentialtrennung an die Eingangsklemmen U_R, U_S, U_T der Synchronisationsschaltung geführt, so können die äquivalenten Rechteckimpulsfolgen SYR, SYS, SYT bereits an den Kollektoren der Transistoren T_1 (s. Bild 2a) abgenommen werden. Die Transistoren T_1 in der Synchronisationsschaltung und im 150-Hz-Filter können jetzt zweckmäßig durch eine IS B 340 D realisiert werden. Die vereinfachte Synchronisationsschaltung für transformatorische Potentialtrennung und das gegenüber Bild 4a unveränderte PLL-Filter und unveränderte einkanalige Synchronpulsbildung zeigt Bild 7.

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung der Netzanpassung enthält die Schaltung nach Bild 8. Die Potentialtrennung in der Synchronisationsschaltung erfolgt optoelektronisch. Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 2a kommen jedoch als Treibertransistoren für die Lumineszenzdioden der Optokoppler npn-Transistoren T_2 zum Einsatz, wodurch wegen der geforderten funktionellen Identität mit der Schaltung nach Bild 2a die Abnahme der Ausgangssignale SYR, SYS, SYT an den Emittern der Fototransistoren erforderlich ist.

Die Transistoren T_2 arbeiten als geschaltete Stromgeneratoren. Ist der zugeordnete Transistor T_1 gesperrt, so ist der Strom eingeschaltet. Die Einstellung des Stromwertes erfolgt durch die Z-Diode Z-D_F, den Widerstand R_E und die Diode D_U. Die gemeinsamen Elemente Z-D_F und D_U sowie die Dioden-ODER-Schaltung D_{F2} sorgen für nahezu gleiche Kollektorströme in allen drei Stromgeneratoren. Dies ist wesentlich für eine weitgehende Ausnutzung des zulässigen Stromes der Lumineszenzdioden in den Kopplern. Die Diode D_U ist im normalen Betrieb wegen der Überlappung der Stromflußintervalle in den Stromgeneratoren T_2 ständig leitend; sie dient der Gewährleistung einer sicheren Sperre der Transistoren T_2 bei Stromfluß im zugeordneten Transistor T_1. Nachteil der Schaltung nach Bild 8 ist, daß die Optokoppler bei offenen Eingängen primärseitig mit Dauerstrom beaufschlagt werden.

Das im Bild 8 eingesetzte PLL-Filter ist mit dem nach Bild 4a identisch. Die nachgeschaltete Synchronpulsbildung arbeitet jedoch zweikanalig. Die Ausgangs-NOR-Gatter werden einmal direkt von den Folgen a_S(PLL) bzw. $\overline{a_S(PLL)}$ und einmal von den jeweils invertierten Folgen über getrennte Zeitglieder verzögert angesteuert. An den Ausgangs-NOR-Gattern wird immer dann ein Impuls (L-Signal) gebildet, wenn der „direkte" Eingang auf H-Pegel umschaltet. Das Impulsverhalten der Schaltung nach Bild 8 ist gleich dem der Schaltung nach Bild 4a. Die gleiche Dauer der an e_{S1} bzw. e_{S2} erscheinenden Synchronpulse ist jedoch auf Grund unterschiedlicher Zeitglieder nicht gesichert. Bei Ansteuergeräten für niedrigere Anforderungen an die Toleranz der Zündwinkel ist die vereinfachte Schaltung für die Synchronpulsbildung nach Bild 8 sicherlich von Interesse.

Eine weitere Möglichkeit zur Vereinfachung der Synchronpulsbildung ergibt sich, wenn in der Schaltung nach Bild 4a die Folge 300 direkt verteilt wird. Es werden

dabei 1/2 U 106 D, T_1, R_S, C_S, R_{HS}, C_{HS} eingespart. Wird über R_{aS} in geeigneter Weise eine Diode mit Serienwiderstand zum Abgleich geschaltet, läßt sich eine weitgehend gleiche Dauer der Synchronpulse einstellen. Hinsichtlich der Langzeitstabilität dieser Gleichheit sind jedoch Probleme zu erwarten.

2.3. Analoger Verzögerer

Der analoge Verzögerer nach Bild 5a kann durch Wegfall der Diodenentkopplung vereinfacht werden (Bild 9). Wesentlicher Nachteil der vereinfachten Schaltung ist die Belastung der sägezahnförmigen Vergleichsspannung während des gesamten Verzögerungsvorganges durch den toleranzbehafteten Differenzeingangswiderstand des Komparators. Diese Beeinflussung des stationären Endwertes und der Zeitkonstante der Vergleichsspannung führt zwangsläufig zu Zündwinkeltoleranzen.

2.4. Zündendstufe

Wird die Potentialtrennung bei der Bereitstellung der Zündpulse für den Thyristor in der üblichen Art mit Impulsübertrager durchgeführt, bietet sich eine Verstärkerschaltung nach Bild 10 an. Die Ansteuerung des Zündübertragers erfolgt vom Ausgang a_ν der U 706 D mit dem Emitterfolger T_1 und dem Schaltverstärker T_5. Wird die U 706 D mit $\pm$ 13,5 V Versorgungsgleichspannung betrieben, macht sich eine für alle Endstufen gemeinsame Potentialanhebung mit R_{50}, D_{50} zur einfachen Sicherstellung der Sperre des Verstärkers in der Zündpulspause erforderlich.

2.5. Zentrale Schaltung für dreipulsige Gleichrichter

Die modifizierte zentrale Schaltung eines dreipulsigen Ansteuergerätes mit Thyristoransteuer-IS U 706 D für halbgesteuerte dreiphasige Gleichrichterschaltungen zeigt Bild 11. Die Nachimpulsausgänge und -eingänge wurden gemäß

$$a_{N\nu}(X) \rightarrow e_{N\nu}(X)$$

verschaltet, d. h., an den Ausgängen a_ν erscheinen nur die Hauptimpulse. Es werden nur die Ausgänge a_1 und a_4 genutzt (a_2 und a_3 sind extern an H-Potential geschaltet). Das bedeutet, daß bei $e_{PR} = H$ mit Zündimpulsen an a_1 ein Stromrichter in den positiven und bei $e_{PR} = L$ mit Zündimpulsen an a_4 ein Stromrichter in den negativen Halbwellen gesteuert werden kann.

2.6. Zur Kombinierbarkeit der modifizierten Funktionseinheiten

Die Funktionseinheiten des Standardansteuergerätes sind mit denen nach den Bildern 7 bis 11 im Prinzip beliebig kombinierbar. Die Zusammenschaltungsbedingungen sind in allen Fällen eingehalten. Die Kombinierbarkeit soll am Beispiel eines Ansteuergerätes für dreipulsige Gleichrichter demonstriert werden.

Als zentrale Schaltung ist die Anordnung nach Bild 11 für wahl- bzw. wechselweisen Phasenanschnitt der positiven ($e_{PR} = H$) bzw. negativen ($e_{PR} = L$) Halbwellen zu empfehlen. Als analoge Verzögerungseinrichtungen stehen die Anordnungen nach Bild 5a für höchste und nach Bild 9 für mittlere Anforderungen an den Zündwinkelgleichlauf zur Verfügung. Als Synchronpulsbildung kann die zweikanalige Variante nach Bild 8 eingesetzt werden. Da die Synchronpulse an e_{S2} den Beginn der Verzögerungsphasen in den positiven Halbwellen, die an e_{S1} den Beginn der Verzögerungsphasen in den negativen Halbwellen festlegen, sind im konkreten Fall des dreipulsigen Betriebs keine Zündwinkeltoleranzen infolge unterschiedlich langer Synchronpulse an den Leitungen e_{S1} bzw. e_{S2} möglich, und die einfachere zweikanalige Synchronpulsbildung nach Bild 8 sollte schon aus ökonomischen Gründen Verwendung finden. Wird bei der Netz- und Thyristoranpassung auf transformatorische Potentialtrennung zurückgegriffen, sind die Endstufen gemäß Bild 10 und die Synchronisation nach Bild 7 ausführbar. Die Netzanpassung erfolgt folglich insgesamt nach Bild 7, jedoch mit der einfacheren zweikanaligen Synchronpulsbildung nach Bild 8 [Trennstelle ist das Signal a_S(PLL) am Ausgang des Filters].

3. Ansteuergeräte für Drehspannungssteller

Drehspannungssteller haben sowohl in voll- als auch in halbgesteuerter Ausführung eine weite Verbreitung gefunden.

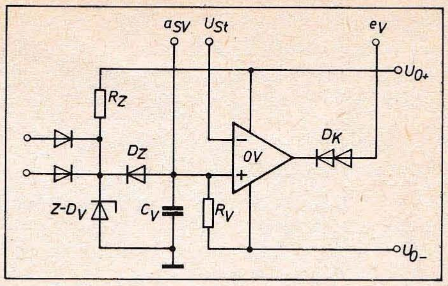


Bild 9: Analoge Verzögerungseinrichtung

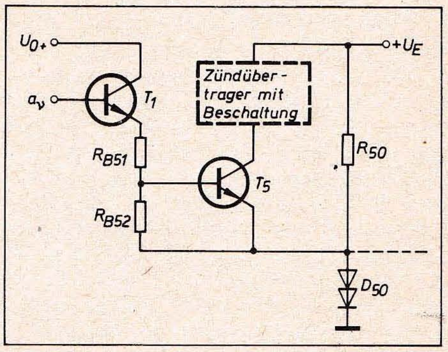


Bild 10: Zündendstufe

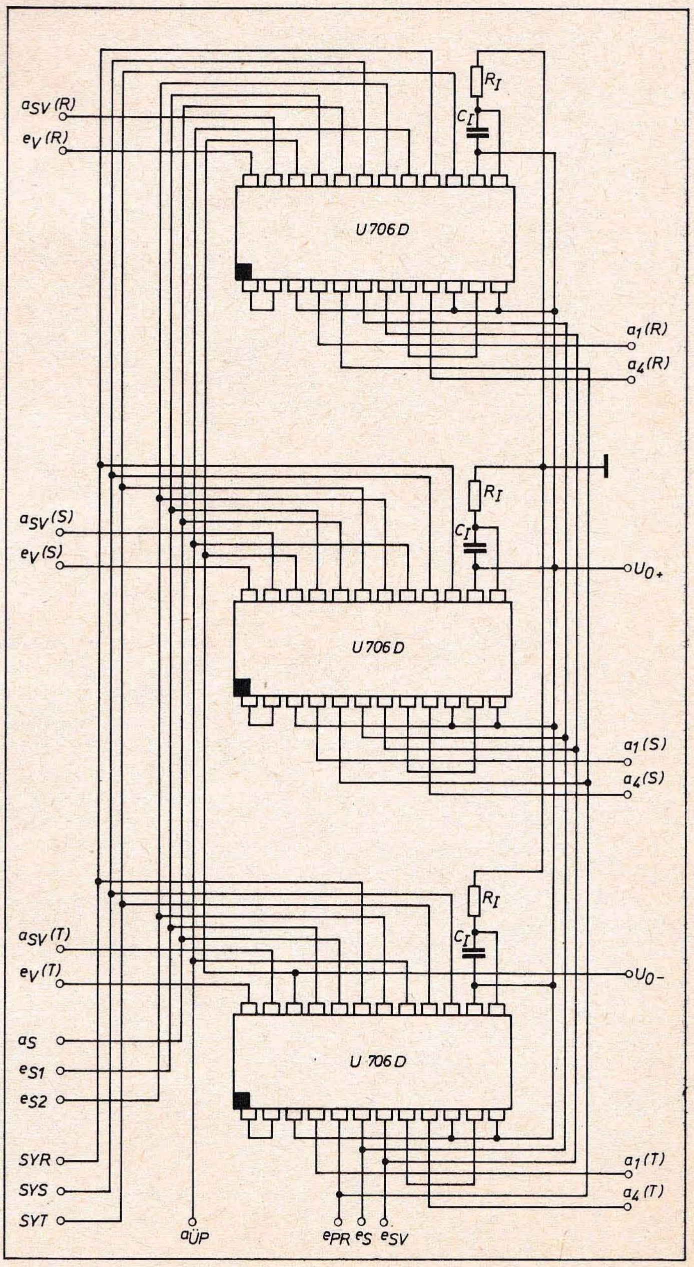


Bild 11: Ansteuergerät für halbgesteuerte dreiphasige Gleichrichterschaltungen

Nachfolgend soll an ausgewählten Beispielen gezeigt werden, wie sich Ansteuergeräte für Drehspannungssteller mit Hilfe der U 706 D realisieren lassen.

3.1. Ansteuergeräte für vollgesteuerte Drehspannungssteller

Bei Ansteuergeräten für vollgesteuerte Drehspannungssteller wird ein Verschiebebereich des Zündwinkels $\alpha = 0...180°el$ gefordert. Die Synchronisation hat dabei auf den Nulldurchgang der Phasenspannungen zu erfolgen.

3.1.1. Monoimpuls mit Nachimpuls

Als erste Variante für Drehspannungssteller ist das Standardansteuergerät mit allen seinen Modifikationsmöglichkeiten einsetzbar, wenn die Phasendrehung in der Synchronisationsschaltung auf 30°el reduziert wird. Im Falle optoelektronischer Potentialtrennung an den Zündendstufen sind die veränderten Potentialverhältnisse im Leistungsteil bei der Konzipierung der Stromversorgung für die auf Thyristorpotential befindlichen Zündendstufen zu beachten.
Nachteil der vorgestellten Variante ist die Reduzierung der Phasendrehung in der Synchronisation auf 30°el, was eine verminderte Störsicherheit zur Folge hat. Setzt man in der Synchronisation ein Doppel-RC-Glied mit einer Phasendrehung von 90°el ein, können diese Nachteile vermieden werden. Dies macht bei weiterer Verwendung des Standardansteuergerätes unter Beibehaltung der Nachimpulsverschaltung lediglich eine Veränderung der Zuordnung der Ausgänge a_v der U 706 D zu den Thyristoren gemäß

$$R_+ \rightarrow T_-$$
$$R_- \rightarrow T_+$$
$$S_+ \rightarrow R_-$$
$$S_- \rightarrow R_+$$
$$T_+ \rightarrow S_-$$
$$T_- \rightarrow S_+$$

erforderlich.

3.1.2. 90°el-Langimpuls

Bei Ansteuergeräten für vollgesteuerte Drehspannungssteller ist häufig ein 90°el-Langimpuls ohne Nachimpulsverschaltung anzutreffen. Für diese Fälle eignet sich prinzipiell das Standardansteuergerät mit seinen Modifikationsmöglichkeiten, wenn die Nachimpulsausgänge und -eingänge in der im Bild 11 gezeigten Art verschaltet werden. Mit Hilfe des Zeitgliedes $R_I C_I$ läßt sich die Impulslänge von 90°el einstellen.

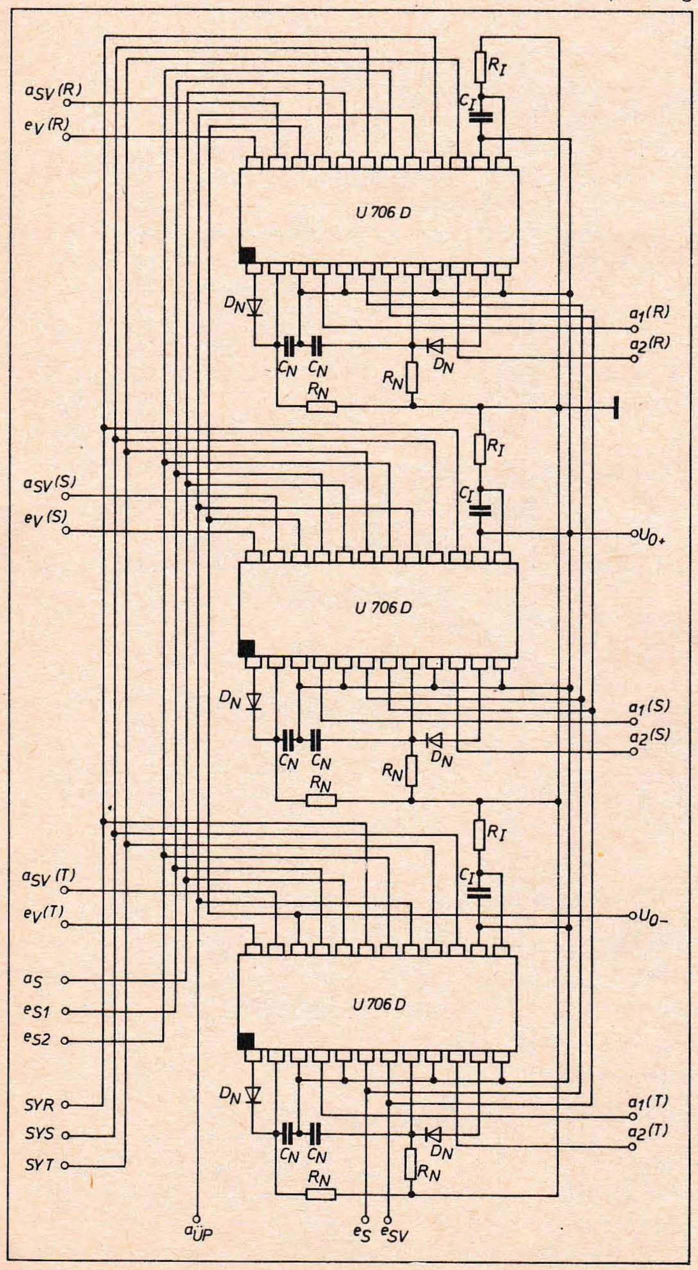


Bild 12: Ansteuergerät für vollgesteuerte Drehspannungssteller mit 90°el-Langimpuls

Die Synchronisation ist mit einer Phasendrehung von 30°el oder von 90°el ausführbar, wobei das schon zur ersten Variante Gesagte zu beachten ist. Bei 90°el-Phasendrehung in der Synchronisation gilt wieder die ebenfalls schon genannte, veränderte Zuordnung der Ausgangssignale zu den Thyristoren. Wegen der erheblichen Schwierigkeiten, die die Übertragung von 90°el-Langimpulsen mit Zündübertragern bereitet, kommen hier die Vorzüge optoelektronischer Potentialtrennung bei den Zündendstufen besonders zur Geltung; die gegenüber Gleichrichterschaltungen veränderten Potentialverhältnisse sind zu beachten.

Das beschriebene Ansteuergerät für vollgesteuerte Drehspannungssteller hat auf Grund der langen Impulszeiten im dynamischen Betrieb Nachteile. Nimmt man einen zum Zeitpunkt α_I ausgelösten Zündimpuls der Dauer von 90°el an und fordert von dem nachfolgenden Zündimpuls einen Auslösezeitpunkt $\alpha_2 < \alpha_I - 90°el$, so entsteht wegen $\alpha_{max} \leq 180°el$ zwangsweise eine Überlappung der Zündimpulse. In diesem Fall wird wegen der Struktur des Impulsformers der zweite Impuls zum Zeitpunkt α_2 nicht ausgelöst. Das Nichterscheinen dieses Impulses ruft eine Betriebsstörung im Stromrichter hervor. Diese Variante des Ansteuergerätes genügt folglich nur verminderten dynamischen Anforderungen. Bei hohen dynamischen Anforderungen ist eine Modifikation der Zündpulsbildung entsprechend Bild 12 notwendig. Dort wird auf üblichem Wege mit dem RC-Glied $R_I C_I$ ein Zündpuls gebildet, der allerdings je nach konkreten dynamischen Anforderungen sehr kurz sein kann, da er nur dazu benötigt wird, über die am Nachimpulsausgang angeschlossene Diode D_N den Kondensator des am zugeordneten Nachimpulseingang angeschlossenen RC-Gliedes $R_N C_N$ zu entladen. Mit Beendigung dieses kurzen Zündimpulses befindet sich, da die Diode D_N jetzt sperrt und damit den Nachimpulsausgang abtrennt, infolge des entladenen Kondensators C_N weiterhin H-Potential am Nachimpulseingang, wodurch der Zündpuls am Ausgang a_v weiterhin steht. Erst wenn infolge Aufladung von C_N über R_N am Nachimpulseingang L-Potential erkannt wird, wird der Zündpuls beendet.

Die beschriebene Wirkungsweise hat gezeigt, daß der Auslöseimpuls für beide Halbwellen einer Phasenspannung als üblicher Monoimpuls gemeinsam genutzt wird, daß aber die Verlängerung der Zündimpulse auf 90°el für jede Halbwelle gesondert erfolgt. Damit sind beliebige Zündpulsüberlappungen zulässig, und es werden höchste dynamische Anforderungen erfüllbar.

In der Schaltung nach Bild 12 befinden sich e_{PR} sowie a_3 und a_4 fest auf H-Pegel. Damit ist nur eine Steuerung eines Stromrichters möglich. Die Ausnutzung aller vier Ausgänge der U 706 D und der Umsteuermöglichkeit mit e_{PR} schafft vielfältige spezielle Anwendungsmöglichkeiten. Die Steuerung an den Sperreingängen e_S bzw. e_{SV} ist in der schon beschriebenen Art möglich.

3.2. Ansteuergeräte für halbgesteuerte Drehspannungssteller

Bei Ansteuergeräten für halbgesteuerte

Drehspannungssteller wird ein Verschiebebereich des Zündwinkels $\alpha = 0...210°$el gefordert. Die Synchronisation hat dabei auf den Nulldurchgang der Phasenspannungen zu erfolgen.

Eine Untersuchung der Logik der Synchronisation in der U 706 D führt zu dem Ergebnis, daß bei e_{S1} = H und Synchronpulsen nur an e_{S2} Zündpulse nur an den Ausgängen a_1 bzw. a_3 jeweils in der positiven Halbwelle erscheinen können. Damit stellt sich ein Verschiebebereich $\alpha = 0...360°$el ein, und $\alpha_{max} = 210°$el ist durch externe Begrenzung der Steuerspannung zu realisieren. Der 90°el-Langimpuls kann jetzt, da keine Überlappung mit dem Zündimpuls der negativen Halbwelle mehr möglich ist, ohne Beeinträchtigung der dynamischen Eigenschaften des Ansteuergerätes in bekannter Weise am Anschluß e_{TI} der U 706 D gebildet werden. Die Verschaltung der Nachimpulsausgänge und -eingänge erfolgt zweckmäßig entsprechend Bild 11.

Eine zentrale Schaltung für ein Ansteuergerät für halbgesteuerte Drehspannungssteller, bei der alle besprochenen Gesichtspunkte berücksichtigt sind, zeigt Bild 13. Auf Grund der diskutierten Synchronisation nur mit Synchronpulsen an e_{S2} bietet sich die Vereinfachung der Synchronpulsbildung entsprechend Bild 14 an. In der Synchronisation ist eine Phasendrehung von 30°el oder unter Verwendung eines Doppel-RC-Gliedes von 90°el zu realisieren. Im erstgenannten Fall arbeitet der Steller auf die positiven Halbwellen der Phasenspannungen. Bei 90°el Phasendrehung in der Synchronisation tritt die oben angegebene veränderte Zuordnung zwischen Ausgangsimpulsen und Thyristoren ein, was hier bedeutet, daß der Steller auf die negativen Halbwellen der Phasenspannungen arbeitet. Mit Hilfe von e_{PR} kann durch Umschalten zwischen den Ausgängen a_1 und a_3 von einem auf einen zweiten Stromrichter umgeschaltet werden. Wegen der an die Thyristoren zu übertragenden 90°el-Langimpulse ist die optoelektronische Potentialtrennung an den Zündendstufen zu empfehlen. Die Nutzung der Sperreingänge e_S bzw. e_{SV} ist in der schon diskutierten Art möglich.

Eine zweite Variante zur Realisierung von Ansteuergeräten für halbgesteuerte Drehspannungssteller beruht auf einer einfachen Abwandlung der im Bild 13 dargestellten Schaltung. Der Eingang e_{S1} wird nicht fest auf H-Pegel geschaltet, sondern von e_{S2} über eine kleine Verzögerungszeit (einfaches RC-Glied) mitgesteuert. Es ergeben sich auf diesem Wege Verschiebebereiche $\alpha = 0...240°$el, die jedoch auf Grund ihrer Phasenlage in Abhängigkeit von der Phasendrehung φ_N in der Synchronisation eine spezielle Zuordnung der Ausgänge und der Thyristoren erforderlich machen:

$\varphi_N = 30°$el: $a_2(R) \rightarrow S_+$
$a_2(S) \rightarrow T_+$
$a_2(T) \rightarrow R_+$

$\varphi_N = 90°$el: $a_2(R) \rightarrow R_-$
$a_2(S) \rightarrow S_-$
$a_2(T) \rightarrow T_-$

Damit ist eine Steuerung sowohl der positiven als auch der negativen Halbwellen möglich. Die mit e_{PR} realisierbare Umschaltbarkeit der Zündimpulse von a_2 nach a_4 vergrößert die Applikationsmöglichkeiten. Möglicherweise auf den Leitungen a_1 bzw. a_3 anstehende Zündpulse werden nicht genutzt. Sie können jedoch im dynamischen Betrieb störend sein. Zur Erreichung guter dynamischer Eigenschaften sind dann die gleichen Maßnahmen wie beim vollgesteuerten Drehspannungssteller (Variante 2) möglich.

Infolge Abbruchs einer Zündpulsfolge spätestens bei 240°el eignet sich die vorgeschlagene Variante 2 eines Ansteuergerätes mit U 706 D für halbgesteuerte Drehspannungssteller für die Bereitstellung einer Pulsfolge für die Zündung der Thyristoren. Da die Zündpulse dann nur kurzzeitig anstehen, treten die obengenannten dynamischen Probleme nicht auf.

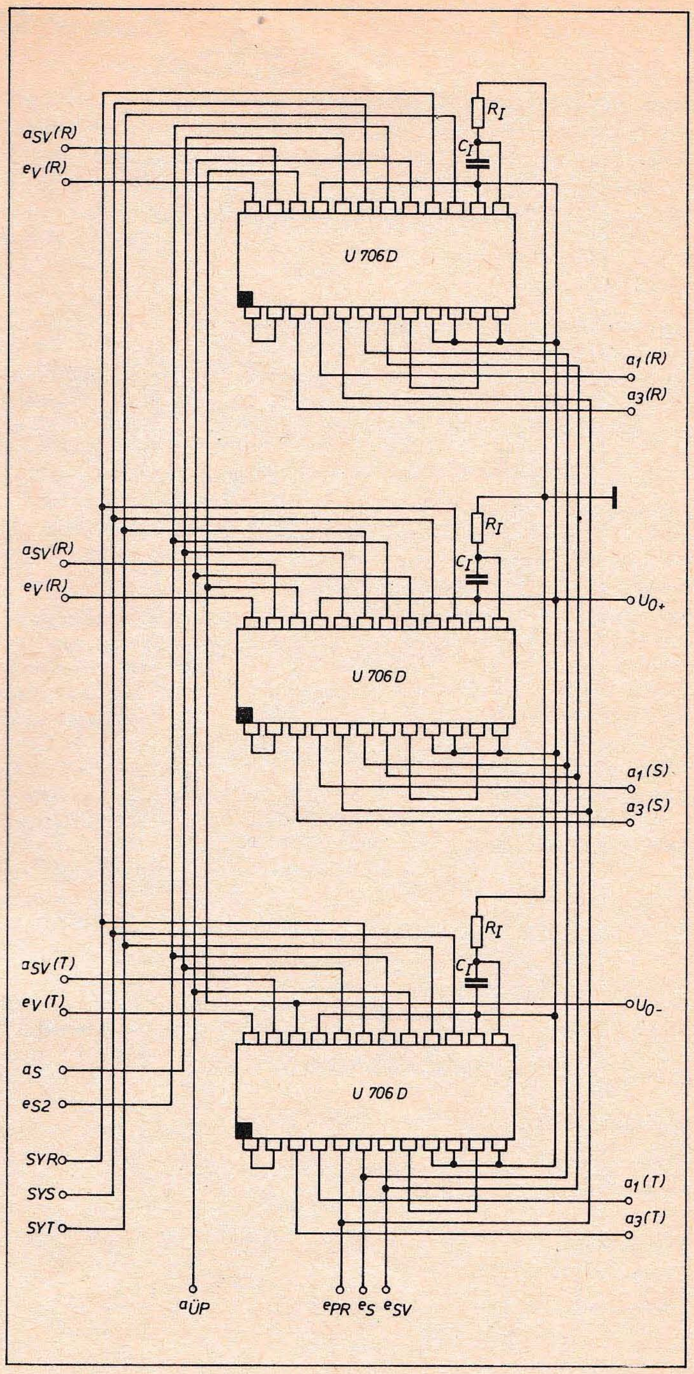


Bild 13: Ansteuergerät für halbgesteuerte Drehspannungssteller mit 90°el-Langimpuls

4. Ansteuergeräte für Drehstromschalter

Drehstromschalter haben als elektronisches Schütz Bedeutung in der Leistungselektronik erlangt. Nachfolgend soll an Beispielen gezeigt werden, wie sich Ansteuergeräte für Drehstromschalter, ausgehend vom

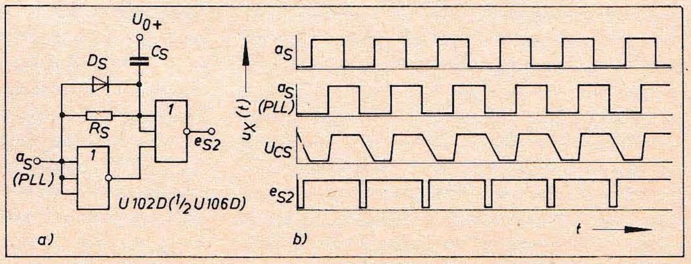


Bild 14: Vereinfachte Synchronpulsbildung. a) Schaltung; b) Signalverläufe

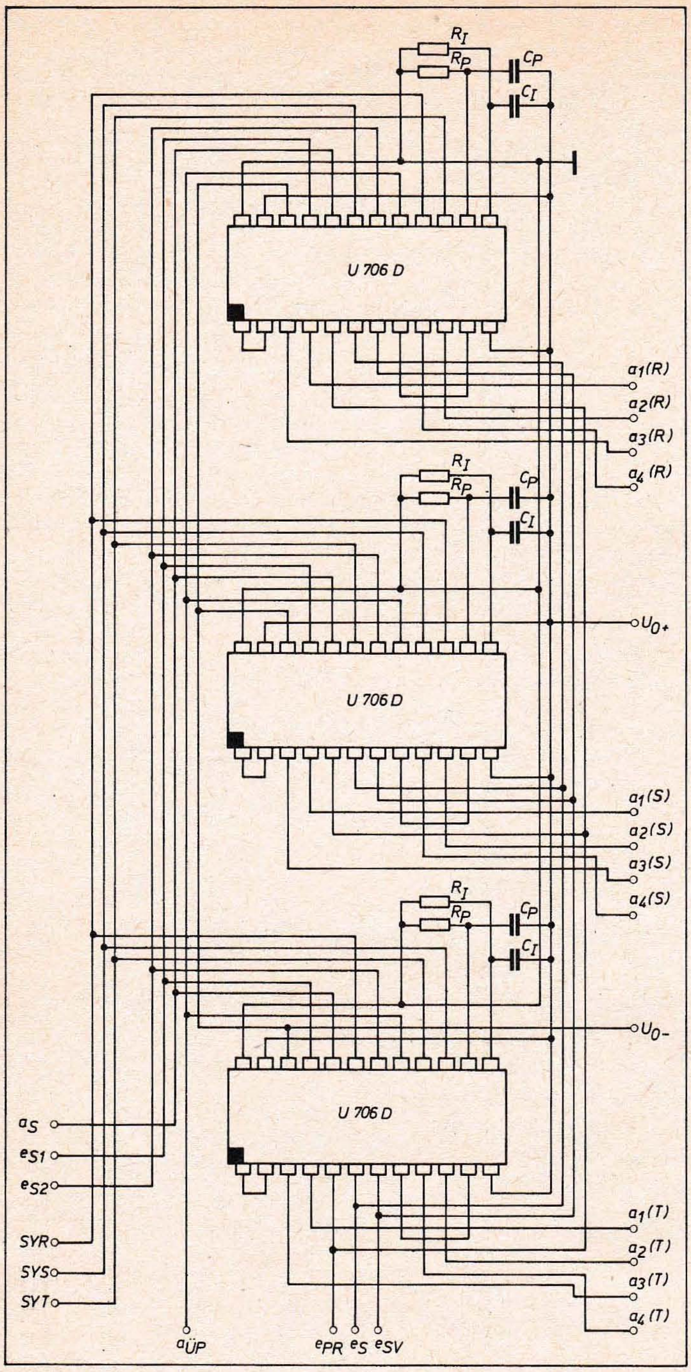


Bild 15: Ansteuergerät für halbgesteuerte Drehstromschalter mit Zündpulsfolge

Standardansteuergerät, den Modifikationsmöglichkeiten und vor allem den Schaltbeispielen für Drehspannungssteller, mit Hilfe integrierter Thyristoransteuerschaltungen U 706 D realisieren lassen.

4.1. Ansteuergeräte für vollgesteuerte Drehstromschalter

Bei Ansteuergeräten für vollgesteuerte Drehstromschalter hat die Zündung der Thyristoren bei Synchronisation auf den Nulldurchgang der Phasenspannungen bei einem Zündwinkel $\alpha = 0$ (Nullspannungsschalter für Drehstrom) zu erfolgen. Als Ansteuergeräte sind die für vollgesteuerte Drehspannungssteller beschriebenen nutzbar. Durch Wegfall der analogen Verzögerungseinrichtung und $e_V = L$ wird $\alpha = 0$ eingestellt. Der Ausgang a_{SV} der Ansteuerschaltkreise U 706 D sollte aus Gründen der Störsicherheit fest an H-Pegel geschaltet werden. Da bei Drehstromschaltern wegen der üblicherweise niedrigen dynamischen Forderungen vollgesteuerte Schaltungen nicht notwendig sind, haben einfachere halbgesteuerte Schaltungen eine größere Verbreitung gefunden.

4.2. Ansteuergeräte für halbgesteuerte Drehstromschalter

Wie bei Ansteuergeräten für vollgesteuerte Drehstromschalter hat die Zündung der Thyristoren bei Synchronisation auf den Nulldurchgang der Phasenspannungen bei einem Zündwinkel $\alpha = 0$ (Nullspannungsschalter) zu erfolgen. Die Synchronisation der Ansteuergeräte geschieht demzufolge wie bei Ansteuergeräten für vollgesteuerte Drehspannungssteller. Durch Wegfall der analogen Verzögerungseinrichtung und $e_V = L$ wird $\alpha = 0$ eingestellt. Da bei halbgesteuerten Schaltern keine Nachimpulse erforderlich sind, kann die Verschaltung der Nachimpulsausgänge und -eingänge wie im Bild 11 erfolgen. Als Zündimpulse sind Monoimpulse oder eine Impulsfolge möglich. Letzteres ist in der zentralen Schaltung für ein Ansteuergerät mit Ansteuerschaltkreisen U 706 D für halbgesteuerte Drehstromschalter nach Bild 15 vorgesehen. Bezüglich der Erzeugung der Impulsfolge wird auf [1] verwiesen. Es sei bemerkt, daß sich die zentrale Schaltung nach Bild 15 von der nach Bild 3 für das Standardansteuergerät nur durch die veränderte Nachimpulsverschaltung und die Erzeugung einer Zündpulsfolge unterscheidet. Damit ist gleichzeitig eine Aussage über die vielfältigen Steuermöglichkeiten und Abwandlungsmöglichkeiten der zentralen Schaltung nach Bild 15 für die Steuerung halbgesteuerter Drehstromschalter gemacht.

Wie die Erläuterungen zeigten, arbeiten die vorgestellten Steuergeräte für Drehstromschalter im Nullspannungsbetrieb. Dieser Nullspannungsbetrieb ist auch beim Einschalten des Schalters, beispielsweise durch Aufheben des Sperrsignals, zu einem beliebigen Zeitpunkt auf Grund der speziellen Sperrsignalsteuerung im Ansteuerschaltkreis U 706 D gesichert, d. h., es können nur Zündimpulse bei $\alpha = 0$ ausgelöst werden, deren Auslösezeitpunkt nach dem Einschalten liegt. Diese Eigenschaft der Ansteuergeräte mit U 706 D ist ein zunehmend wichtigeres Einsatzkriterium, vor allem bei einphasigen Anordnungen im Bereich der Konsumgüterelektronik, weil auf diesem Wege die maximal möglichen Netzrückwirkungen und damit auch Funkstörungen stark reduziert werden können.

Literatur

[1] Graichen, G.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149
[2] Graichen, G.: Zeitglieder mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 18, S. 605–607
[3] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Steuerung von Stromrichtern. WP 78 029
[4] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Impulsformung. WP 119 927
[5] Graichen, G.; Leber, R.: Schaltungsanordnung zur Formung von Impulsen. WP 122 751
[6] Kronberg, M.: Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Pulsfolgen aus mehrphasigen, verzerrten, sinusoidalen Spannungen mit präziser Phasenzuordnung, insbesondere zur Synchronisation der Ansteuergeräte von netzgelöschten Stromrichtern. WP 123 038
[7] Graichen, G.; Kronberg, M.; Wigand, G.: Integrationsfreundliche steuerbare Schaltungsanordnung, insbesondere zur Erzeugung von Impulsen. WP 128 432
[8] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen, insbesondere für Stromrichtersteuerungen. WP 132 629
[9] Emmerling, F.; Graichen, G.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung der Phasenfolge von Signalen. DD-WP 140 527
[10] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung des Nulldurchganges von Signalen. DD-WP 144 639
[11] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur speziellen Steuerung insbesondere induktivitätsbehafteter Verbraucher. DD-WP 144 635
[12] Graichen, G.; Münzner, R., Wigand, G.: Schaltungsanordnung für wechselweisen Nullspannungs-Nullstrombetrieb. DD-WP 144 636
[13] Graichen, G.: Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 51 und 54
[14] Graichen, G.: Schaltung für Signalverzögerung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 531 und 532
[15] Graichen, G.: Impulsgeber mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 499 und 500

Zeitschaltungen mit CMOS-Schaltkreisen

Dipl.-Ing. WERNER RECKZIEGEL

In digitalen Systemen werden außer kombinatorischen und Speicherfunktionen auch Zeitfunktionen benötigt. Manche Schaltkreisfamilien verfügen zwar über spezielle IS mit monostabilem und/oder astabilem Verhalten, aus Gründen der Kosten, der Verfügbarkeit oder der Minimierung der Gehäusezahl kann es jedoch manchmal zweckmäßiger sein, Zeitschaltungen aus Standardgattern und diskreten Bauelementen einzusetzen. Das gilt insbesondere für die CMOS-Technik.

CMOS-Gatter sind für Zeitglieder wegen ihres extrem hohen Eingangswiderstandes geradezu prädestiniert; mit zeitbestimmenden Widerständen im Megaohmbereich können auch große Zeitkonstanten mit kleinen Kapazitätswerten und damit raum- und kostensparend realisiert werden. Da CMOS-Schaltungen grundsätzlich TTL-kompatibel sind, können diese Vorteile auch in TTL-Systemen genutzt werden.
In diesem Beitrag soll versucht werden, eine praxisbezogene, systematische Darstellung von funktionssicheren Zeitschaltungen mit monostabilem Verhalten aus CMOS-Grundgattern mit einem zeitbestimmenden RC-Glied und minimalem Aufwand zu bringen und damit eine Lücke im einschlägigen Literaturangebot für den Schaltungsentwickler schließen zu helfen. Auf Grundlagen der CMOS-Technik wird hier nur so weit eingegangen, wie zur Beschreibung und Dimensionierung der Schaltungen erforderlich ist. Es sei auf die umfangreiche Literatur zu diesem Thema verwiesen (z. B. [1] [2] [3] [4]). Astabile Schaltungen sowie Verzögerungs- und Schwellwertschaltungen mit CMOS-Gattern sollen in diesem Beitrag nicht behandelt werden.

CMOS-Grundschaltungen

Bei dem Inverter im Bild 1 soll insbesondere die Gate-Schutzschaltung [5] behandelt werden, da sie entscheidende Bedeutung für die Funktionssicherheit der weiter beschriebenen Schaltungen hat. Diese an jedem Eingang einer digitalen CMOS-IS vorhandene Diodenkombination soll die Gates der Eingangstransistoren vor irreversiblen Durchbrüchen schützen (vor allem durch statische Aufladungen vor dem Einbau der IS in die Schaltung). D_1 ist eine Z-Diode ($U_Z \approx 25$ V), D_2 eine technologisch bedingte Substratdiode. Der Widerstand R, der etwa 500 Ω beträgt und nicht in allen Fabrikaten vorhanden ist, unterdrückt zusammen mit der Gatekapazität kurze, steile Impulse. Verbindliche Angaben über die Belastbarkeit von D_1 und D_2 sind in Katalogen kaum zu finden. Die meisten Hersteller betonen, daß die Dioden nicht für Schaltungszwecke eingesetzt und betriebsmäßig belastet werden dürfen, andere geben einen Maximalstrom von 0,5 bis 1 mA an. Nach [6] führt ein Durchlaßstrom von 10 mA mit großer Wahrscheinlichkeit zur Zerstörung der Schutzdioden.

Bei der RC-Kopplung zwischen zwei Gattern wird der auf Betriebsspannung geladene Kondensator umgepolt, so daß er sich entweder über D_1 oder über D_2 ohne zusätzliche Schutzmaßnahmen niederohmig entladen würde. Damit können u. U. die Grenzdaten der Eingangsdioden überschritten und die Zuverlässigkeit und Funktionssicherheit der Schaltungen in Frage gestellt werden.

Bild 2a zeigt ein NAND-Gatter mit zwei Eingängen, Bild 2b ein NOR-Gatter. Ein Vergleich der Bilder zeigt den einfachen Aufbau (einstufige Logik) und die exakte Dualität beider Grundschaltungen in CMOS-Technik (im Gegensatz zur TTL-Technik). Das gleichberechtigte Nebeneinander von NAND- und NOR-Gattern in einer Schaltkreisfamilie ermöglicht elegante Schaltungslösungen eben durch Ausnutzen dieser Dualität.

Wie aus Bild 2 weiter ersichtlich ist, kann durch Parallelschaltung von Eingängen und damit von Ausgangskanälen der Ausgangswiderstand verringert bzw. die Stromergiebigkeit der Ausgänge vergrößert werden, allerdings immer nur in einer Richtung: n parallelgeschaltete Eingänge eines NAND-Gatters treiben einen n-fachen Strom gegen Masse, entsprechend zieht ein NOR-Gatter einen n-fachen Strom. Die Ausgangskennlinie eines MOS-Transistors (Bild 3) zeigt bekanntlich im ersten Abschnitt annähernd das Verhalten eines linearen Widerstandes (etwa bis $U_{DS} = U_{GS} - U_T$). Darüber hinaus geht I_{DS} gegen einen Sättigungswert $I_S \approx k\,U_{GS}^2$, und der Kanalwiderstand R_K sinkt entsprechend mit steigendem U_{GS}. Der Vorteil dieser einfachen Erhöhung der Ausgangsbelastbarkeit wird durch den Nachteil einer geringfügigen Verschiebung der Gatterschwellspannung erkauft. Die Methode funktioniert auch nur bei der hier gezeigten einstufigen, ungepufferten Logik. Die von manchen Herstellern angebotenen gepufferten Gatter sind dreistufig aufgebaut, wobei nach den Gattern (s. Bild 2) ein Inverter und ein Leistungsinverter (Treiber) mit konstanter Belastbarkeit folgen, ihr Vorteil ist die fast ideale Übertragungskennlinie.

RC-Glied zwischen CMOS-Gattern

Alle nachfolgend detailliert behandelten Schaltungen haben eine Gemeinsamkeit: der zeitbestimmende Kondensator C_T wird vom treibenden ersten Gatter entweder schnell annähernd auf Betriebsspannung U_B geladen und von der auslösenden Eingangsimpulsflanke an mit der Zeitkonstanten $C_T R_T$ entladen, oder er wird umgekehrt auf annähernd Massepotential entladen und dann über R_T auf U_B geladen. Der Eingang des zweiten, als Schwellwertschalter wirkenden Gatters liegt entweder über C_T oder über R_T. Mit den obigen Vereinfachungen sowie unter der Voraussetzung

$$R_{A1} \ll R_T \ll R_{E2}$$

gilt somit näherungsweise

$$u_{E2}(t) = U_B \exp\left(-\frac{t}{C_T R_T}\right) \qquad (1)$$

oder

$$u_{E2}(t) = U_B - U_B \exp\left(-\frac{t}{C_T R_T}\right) \qquad (2)$$

Wird eine symmetrische Schwellspannung des zweiten Gatters (weiter Sensor) von $U_{S2} = U_B/2$ vorausgesetzt, ist die Dauer des Ausgangsimpulses

$$t_A = \ln 2\, C_T R_T \approx 0{,}69\, C_T R_T \qquad (3)$$

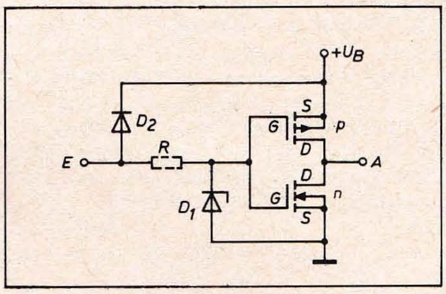


Bild 1: CMOS-Inverter mit Eingangsschutzschaltung

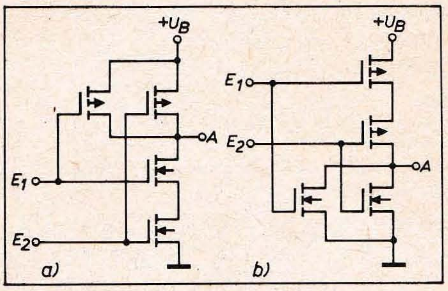


Bild 2: CMOS-Gatter mit zwei Eingängen. a) NAND; b) NOR

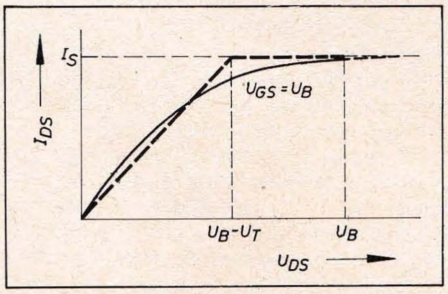


Bild 3: Vereinfachte Kennlinie $I_{DS} = f(U_{DS})$ eines MOS-Transistors

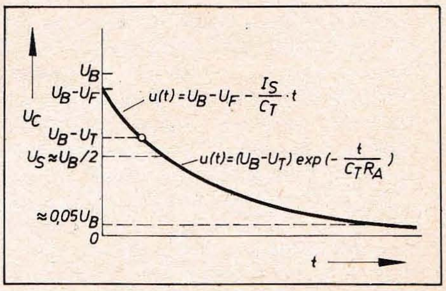


Bild 4: Impulsverkürzungsschaltung mit Differenzierglied. a) für L-Impuls; b) für H-Impuls

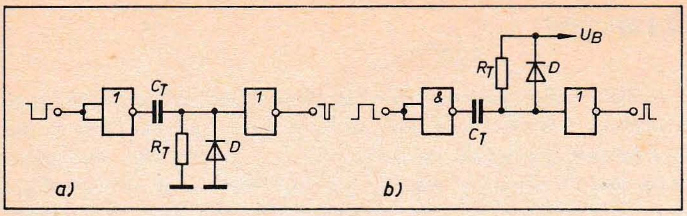


Bild 5: Idealisierte Entladekennlinie

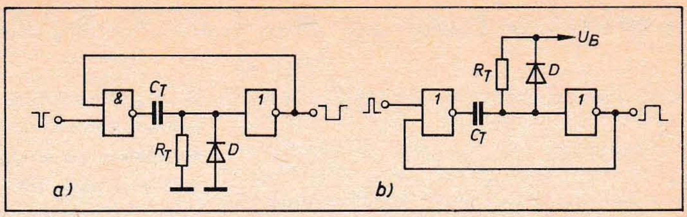


Bild 6: Univibrator mit Differenzierglied. a) NAND-Technik; b) NOR-Technik

Bei größeren Abweichungen der Schwellspannung vom Idealwert $U_B/2$ (die meisten Hersteller geben für U_S einen Toleranzbereich von 0,3 U_B bis 0,7 U_B an) muß in den umgestellten Gleichungen (1) bzw. (2) mit dem tatsächlichen Wert U_S gerechnet werden:

$$t_A = C_T R_T \cdot \ln \frac{U_B}{U_S} \qquad (3a)$$

(gültig für die Bilder 4a, 6a, 7a, 8a, 9, 10a, 11a) bzw.

$$t_A = C_T R_T \cdot \ln \frac{U_B}{U_B - U_S} \qquad (3b)$$

für die Bilder 4b, 6b, 7b, 8b, 10b, 11b. Ein höherer U_S-Wert bewirkt also in den Bildern mit dem Index a eine Verkürzung des Ausgangsimpulses, in den Bildern mit Index b eine Verlängerung und umgekehrt.

Impulsverkürzungsschaltung mit Differenzierglied (Bild 4)

Die Schaltung im Bild 4a verkürzt L-Impulse, die komplementäre Schaltung im Bild 4b H-Impulse auf eine Länge gemäß Gl. (3). Impulse mit $t_E < t_A$ passieren die Schaltung etwa mit ursprünglicher Länge. Die niederohmige schnelle Schaltdiode D schützt einmal den Eingang des Sensors, indem sie die Gate-Schutzschaltung für den Entladestrom von C_T niederohmig überbrückt, und verkürzt damit gleichzeitig die Erholzeit der Schaltung. Eine weitere Möglichkeit zur Verkürzung der Erholzeit ist die eingezeichnete Parallelschaltung der Treibereingänge. Für die minimale Pausendauer nach einem Eingangsimpuls mit $t_E \geqq 3\,C_T R_T$ (H-Zustand für Bild 4a, L-Zustand für Bild 4b) kann entsprechend Bild 5 angegeben werden:

$$t_P \geqq C_T\left(\frac{U_T}{I_S} + R_A \ln \frac{U_B - U_T}{0{,}05\,U_B}\right) \qquad (4)$$

mit

$$I_S = n\,I_K;\ R_A = R_K/n$$

(n = Anzahl der parallelgeschalteten Kanäle)

Bei Standardgattern beträgt der typische Wert für R_K etwa 1 kΩ bei $U_B = 5$ V.

Auf die Schutzdiode D kann bei Inkaufnahme einer längeren Erholzeit unter folgenden alternativen Voraussetzungen verzichtet werden:

a) Die Diode D_I im Sensor (Bild 1) kann betriebsmäßig als Entladediode genutzt werden, weil I_S, C_T und die Wiederholfrequenz so gering sind, daß mit Sicherheit der zulässige Spitzen- und/oder Effektivstrom durch D_I nicht überschritten wird. Das wird in der Regel für $U_B \leqq 5$ V und ungepufferte Standardgatter (typischer Wert $I_K \approx 1...2$ mA) erfüllt sein, jedoch nicht mehr für $U_B \geqq 9$ V. Der Ausgangswiderstand des Treibers kann weiter durch Vertauschen der NAND- und NOR-Treibergatter in den Bildern 4a und 4b auf etwa 1,3 R_K erhöht werden (s. Bild 2).

b) Dem Eingang des Sensors wird ein Schutzwiderstand

$$R_S \geqq \frac{U_B}{I_{D1\,(Spitze)}} - R_A$$

vorgeschaltet. Von dieser Möglichkeit wird man vor allem dann Gebrauch machen, wenn der niederohmige Treiber noch andere Gatter ohne wesentliche Verschlechterung des Störabstandes beim Entladen von C_T ansteuern soll. Als Erholzeit ergibt sich dann

$$t_P \geqq 3\,C_T\left(\frac{R_T R_S}{R_T + R_S} + R_A\right) \approx 3\,C_T R_S \qquad (5)$$

Die Dimensionierung von R_S wird also ein Kompromiß zwischen Erholzeit und Störabstand sein.

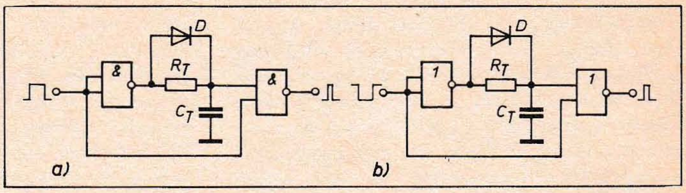


Bild 7: Impulsverkürzungsschaltung mit Verzögerungsglied

Die Rückflanke des Ausgangsimpulses wird, bedingt durch die nichtideale Übertragungskennlinie des Sensors, bei höheren Zeitkonstanten deformiert sein. In der Nähe des Umschaltpunktes kann auch eine überlagerte Schwingung durch parasitäre Schaltelemente auftreten. Falls aus Applikationsunterlagen die minimale Flankensteilheit des Eingangsimpulses für einen systemreinen Ausgangsimpuls bekannt ist, kann hierfür ein Grenzwert der Zeitkonstanten $C_T R_T$ angegeben werden: aus der differenzierten Gl. (1) bzw. Gl. (2) ergibt sich für die Anstiegsgeschwindigkeit von u_{E2} in der Nähe des Umschaltpunktes

$$\left|\frac{du}{dt}\right| = \frac{U_B}{2\,C_T R_T}$$

und daraus

$$C_T R_T \leqq \frac{U_B}{2\left|\frac{du}{dt}\right|_{min}} \qquad (6)$$

Für Standardgatter eines bestimmten Fabrikates kann z. B. bei $U_B = 5$ V und $C_L = 30$ pF ein Grenzwert du/dt = 0,1 V/µs angenommen werden. Daraus ergibt sich $C_T R_T \leqq 25$ µs. Das ist allerdings nur ein sehr grober Richtwert, den man bei direkter Verwendung des Ausgangsimpulses zur Ansteuerung von Zählschaltungen u. ä. berücksichtigen sollte (hier können die Bedingungen u. U. noch strenger sein). Für weniger kritische Anwendungen kann die Zeitkonstante wesentlich höher gewählt werden. Die Ausgangsimpulsform kann durch Verwendung eines gepufferten Inverters oder für noch größere Zeitkonstanten eines Gatters mit Schmitt-Trigger-Kennlinie als Sensor verbessert werden.

Univibrator mit Differenzierglied (Bild 6)

Durch Einfügen einer Rückführung in die Schaltung im Bild 4 entsteht ein nichtnachtriggerbarer Univibrator mit der Funktionsbedingung $t_E < t_A$ (für $t_E \geqq t_A$ entspricht die Funktion der Schaltung im Bild 4). Da unter obiger Bedingung die Schaltung bei Erreichen der Schwellspannung des Sensorgatters umkippt, sind beide Flanken des Ausgangsimpulses systemrein (keine Einschränkung für $C_T R_{T\,max}$). Weiter folgt daraus nach Bild 5 eine geringere Erholzeit

$$t_P \geqq C_T R_A \ln \frac{U_S}{0{,}05\,U_B}$$

$$\approx C_T R_A \ln 10 \approx 2{,}3\,C_T R_A \qquad (7)$$

Für ungepufferte Treibergatter gilt bei zwei Eingängen $R_A \approx 1{,}3\,R_K$. Da C_T nur auf etwa $U_B/2$ geladen wird, kann für $U_B \leqq 5$ V auf die Schutzdiode D mit gutem Gewissen verzichtet werden.

Impulsverkürzungsschaltung mit Verzögerungsglied (Bild 7)

Diese Schaltung besitzt negierendes Verhalten. Vorteilhaft ist, daß die Gate-Schutzschaltung des Sensors nicht belastet wird. Die Erholzeit der Schaltung mit Diode D berechnet sich aus Gl. (4) (bei Vernachlässigung der Diodenflußspannung), ohne D gilt für die Pausendauer

$$t_P \geqq 3\,C_T R_T \qquad (8)$$

Zur Rückflanke des Ausgangsimpulses gelten die obigen Ausführungen.

Univibrator mit Verzögerungsglied (Bild 8)

Diese Schaltung vereint die Vorteile der Schaltungen der Bilder 6 und 7 und besitzt außerdem zwei komplementäre Ausgänge. Mit der Diode D entspricht die Erholzeit Gl. (7), ohne Diode äquivalent

$$t_P \geqq 2{,}3\,C_T R_T \qquad (9)$$

Die Funktionsbedingung lautet $t_E < t_A$.

Univibrator mit D-Trigger (Bild 9 [7])

Die Funktion entspricht der der Schaltung im Bild 8, allerdings mit der Einschränkung, daß der wahre Ausgang einen verringerten Störabstand hat. Aus diesem Grunde sollte nur der negierte Ausgang verwendet werden.

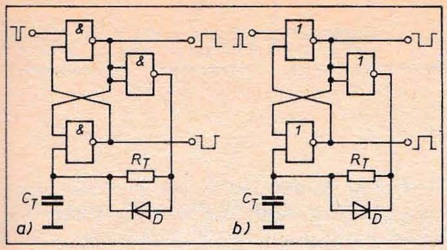


Bild 8: Univibrator mit Verzögerungsglied

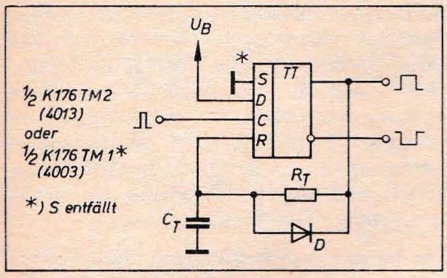


Bild 9: Univibrator mit D-Trigger

Die Entladekennlinie im Bild 5 wurde mit der linearisierten Ausgangskennlinie nach Bild 3 abgeleitet, sie stellt jedoch eine gute Näherung dar. Mit den Werten zu Gl. (11a) und $U_T = 2$ V ergibt sich

$$t_E \geq \frac{3{,}7}{n} C_T \qquad (12a)$$

t_E in μs; C_T in nF.

Die Vorderflanke des Ausgangsimpulses ist nach $t_P \geq 3\,C_T R_T$ um

$$t_D \approx C_T \left(\frac{U_T - U_F}{I_S} + R_A \ln \frac{U_B - U_T}{U_S} \right) \qquad (13)$$

verzögert (s. Bild 5), für obigen Fall um

$$t_D \approx \frac{1{,}6}{n} C_T \qquad (13a)$$

t_D in μs; C_T in nF.

Nachtriggerbarer Univibrator (Bild 11)

Für den Ausgangsimpuls der Schaltung im Bild 10 gelten die zu Bild 4 beschriebenen Einschränkungen. Mit einem zusätzlichen Gatter erhält man am negierten Ausgang (für einen Zeitfehler durch Exemplarstreuungen unter 5 %). Die Kapazität je Eingang beträgt bei den meisten Fabrikaten etwa 5 pF, selten bis zu 12 pF [8]. Nach oben wird C_T durch folgende Faktoren begrenzt:

- maximale Zeitkonstante nach Gl. (6)
- Leckstrom (bei Elektrolyt- oder NDK-Kondensatoren)
- zulässige Gehäuseverlustleistung und/oder Ausgangsstrom des Treibers.

Der letzte Punkt ist bei höheren Betriebsspannungen und Wiederholfrequenzen von Bedeutung. Analytisch kann dieses Problem mit Hilfe der Integralrechnung anhand der Bilder 3 und 5 gelöst werden, worauf hier nicht näher eingegangen werden soll. Die Grenzwerte sind den Katalogen zu entnehmen. Meist gilt für DIL-Gehäuse $P_V \leq 200...300$ mW; ein Ausgangsstrom von 10 mA sollte bei Standardschaltkreisen nicht überschritten werden (bei speziellen Treiber-IS sind die Grenzwerte genauer spezifiziert).

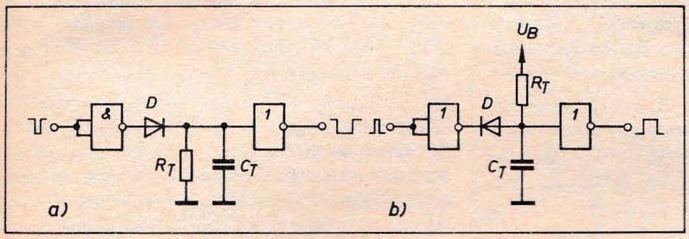


Bild 10: Nachtriggerbare Impulsdehnschaltung

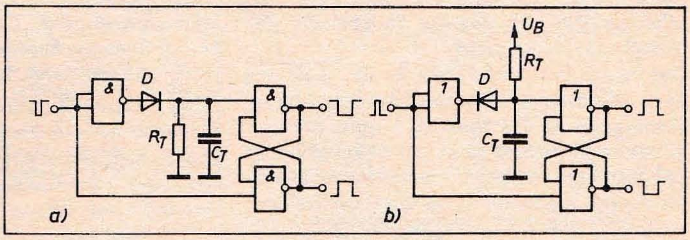


Bild 11: Nachtriggerbarer Univibrator

Nachtriggerbare Impulsdehnschaltung (Bild 10)

In der Schaltung im Bild 10a wird C_T während der Dauer des Eingangsimpulses schnell aufgeladen und nach Ende von t_E mit der Zeitkonstanten $C_T R_T$ entladen. Beim Erreichen des Schwellwertes U_S des Sensors schaltet dieser um. Der Ausgangsimpuls hat also die Länge

$$t_A' = t_E + t_A \qquad (10)$$

Trifft während der Zeit t_A ein neuer Eingangsimpuls ein, verlängert sich t_A wiederum um t_A, d. h., die Schaltung wird nachgetriggert. Die Diode D ist hier ein funktionsnotwendiges Element, wobei eine schnelle Schaltdiode mit niedrigem Flußund hohem Sperrwiderstand verwendet werden sollte. Die Schaltung im Bild 10b ist in Aufbau und Funktion voll komplementär zur Schaltung im Bild 10a.

Für t_A gilt unter den im zweiten Abschnitt gemachten Voraussetzungen sowie bei Vernachlässigung der Diodenflußspannung U_F die Gl. (3). Für $U_B \leq 5$ V führt letzteres jedoch schon zu einem beträchtlichen Fehler. Die erweiterte Formel lautet dann

$$t_A = C_T R_T \ln \frac{U_B - U_F}{U_B - U_S} \qquad (11)$$

Für $U_B = 5$ V ergibt sich daraus mit $U_F = 0{,}6$ V

$$t_A \approx 0{,}57\, C_T R_T \qquad (11a)$$

Der Eingangsimpuls muß C_T voll laden bzw. entladen. Nach Bild 5 gilt also

$$t_E \geq C_T \left(\frac{U_T - U_F}{I_S} + R_A \ln \frac{U_B - U_T}{0{,}05\, U_B} \right) \qquad (12)$$

[I_S und R_A siehe Gl. (4)].

der Schaltung im Bild 11 einen sauberen, unverzögerten Impuls ohne Beschränkung der Zeitkonstanten (am wahren Ausgang ist die Vorderflanke um t_D verzögert, die Rückflanke ist wegen der Rückführung sauber).

Dimensionierungsgrenzen und Betriebsverhalten

Der Eingangswiderstand eines CMOS-Gatters wird im wesentlichen von den Sperrströmen der Schutzdioden D_1 und D_2 bestimmt. Bei guten Fabrikaten liegen diese unter 10 nA bei 25 °C ($R_{sperr} > 10^9\,\Omega$ typisch [6]), am oberen Ende des Betriebstemperaturbereiches bei maximal 100 nA. Seltener wird der letzte Wert als Kataloggrenzwert bei Zimmertemperatur angegeben [8] (der tatsächliche Wert liegt jedoch bei sonst fehlerfreien Exemplaren dieser Typen weit darunter). Um die Zeitkonstanten nicht wesentlich zu beeinflussen, sollte gelten

$$R_T \leq 0{,}05\, R_{sperr}$$

das ergibt eine obere Grenze für R_T je nach Fabrikat, Temperaturbereich und Betriebsspannung von 1...22 MΩ ohne Berücksichtigung des Kondensatorleckstromes. Der Sperrstrom der diskreten Diode D im nA-Bereich kann hierbei vernachlässigt werden. Für die untere Grenze sollte aus gleichen Gründen wie oben gelten

$$R_T \geq 20\, R_A$$

Für $U_B = 5$ V und Standardgatter ergibt sich also $R_T \geq 22$ kΩ.

Der Wertebereich von C_T wird nach unten von der Eingangskapazität des Sensorgatters einschließlich Verdrahtungskapazität begrenzt:

$$C_T \geq 20\, C_{E\,ges}$$

Eine Änderung von U_B beeinflußt hauptsächlich die Erholzeit, da I_S bzw. $G_A = 1/R_A$ proportional zu U_B^2 ansteigen. Manche Fabrikate neigen allerdings zu einer Desymmetrierung der Schwellspannung U_S im unteren Betriebsspannungsbereich.

Temperaturänderungen wirken sich ebenfalls vor allem auf die Erholzeit aus, da I_S bzw. G_A einen Temperaturkoeffizienten von etwa −0,3 %/K aufweisen. U_S ändert sich in geringem Maße etwa um +0,05 %/K, d. h., auch im erweiterten industriellen Temperaturbereich liegt die Gesamtänderung bei 5 % und läßt sich bei Bedarf leicht kompensieren.

Schlußbetrachtung

Die vorgestellten Schaltungen sind bei minimalem Aufwand funktionssicher und haben einen breiten Anwendungsbereich. Vorteilhaft kann auch eine Kombination dieser Schaltungen sein, vor allem die Vorschaltung von Differenziergliedern vor Univibratoren. Ein Univibrator nach Bild 11b mit Triggerung über ein Differenzierglied (drei Gatter und fünf diskrete Bauelemente) ersetzt z. B. bei höherer Funktionssicherheit eine Schaltung mit sieben Gattern und neun diskreten Bauelementen [9].

Literatur

[1] Applikationsbericht: Einführung in die CMOS-Technik. Heilbronn: AEG Telefunken 1972

[2] Calebotta, S.: CMOS, the ideal logic family. Applikationsbericht, National Semiconductor 1972

[3] Graichen, G.: MOS-Schaltungen in komplementärer Technik. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 13, S. 439 und 440

Fortsetzung auf Seite 130

W. Schwarz, G. Meyer, D. Eckhardt

Mikrorechner

Wirkungsweise – Programmierung – Applikation
1. Auflage, VEB Verlag Technik Berlin 1980
360 Seiten, 301 Bilder, 10 Tafeln
Kunstleder 32,– Mark
Bestellnummer 552 740 4

Über Mikroprozessoren und Mikrorechner ist bisher schon eine ganze Reihe von Büchern erschienen. Die erste Literatur zu dieser Thematik hatte vor allem die Aufgabe, möglichst schnell anwendbares Wissen zu vermitteln. Nun kommt die Zeit, in der die Stoffülle auf das Wesentliche zurückgeführt und systematisiert betrachtet werden kann. Davon ausgehend haben die Autoren ein beachtenswertes Werk geschaffen, das sich aus der Vielzahl der Publikationen heraushebt.
Der erste Teil (etwa 30 %), der sich mit den Hardwareproblemen befaßt, bietet vorwiegend in Prinzipbildern eine gut gegliederte Übersicht über die Möglichkeiten der Systemgestaltung. Zum vollen Verständnis dieser zusammenfassenden Darstellung muß der Leser einige Kenntnisse in der Digitaltechnik besitzen.
Unter der Abschnittsüberschrift „Gerätetechnik des Mikrorechners" werden folgende Themen behandelt:

- Mikroprozessoren U 808, К 580 ИК 80 und Z 80
- Speicher: RAM, ROM, SAM
- Digitale E/A-Moduln
- Analoge E/A-Moduln
- Ausführungsbeispiele von Mikrorechnern.

In den dazu vorangehenden Abschnitten werden grundlegende Ausführungen insbesondere zur Informationsdarstellung und zur Programmsteuerung des Mikrorechners gemacht, so daß der Leser vor Beginn des anwendungsbezogenen Teils eine gute Übersicht über die möglichen Systemrealisierungen und -funktionen bekommen hat.
Im zweiten Teil des Buches werden die Grundlagen der Programmiertechnik für Mikrorechner ausgezeichnet dargestellt. Auch hier ist wieder das Wesentliche in den Mittelpunkt gerückt und an gut ausgewählten Beispielen demonstriert, so daß der Leser zum Mitdenken angeregt wird und sein Verständnis selbst überprüfen kann.
Die ersten Programmierbeispiele sind auf den U 808 bezogen. Im folgenden werden weitergehende Beispiele für den Mikroprozessor К 580 ИК 80 behandelt, wobei der Vorteil genutzt wird, daß der Befehlssatz dieses Typs alle Befehle des U 808 als Teilmenge enthält. Es wird ebenfalls gezeigt, wie mit Hilfe des größeren Befehlssatzes einige der bisherigen Programmbeispiele wesentlich kürzer notiert werden können.
Bei der Besprechung des Z 80 wird wiederum darauf hingewiesen, daß alle Befehle bei voller Kompatibilität des Maschinenkodes im Befehlssatz des Z 80 enthalten sind. Allerdings muß der Programmierer unterschiedliche Mnemonics akzeptieren. Die Vorteile des Z 80 werden an Beispielen demonstriert.
Dieser Übergang von einem System zum anderen sowie Auswahl und Behandlung der Beispiele sind sehr gut gelungen und bieten dem Leser eine gute Anleitung zum Selbststudium. Besondere Erwähnung muß noch die Interruptverarbeitung finden, bei der ein vollständiges Assemblerprogramm für Rettungs- und Wiederherstellungsroutine geboten wird.
Einen breiten Raum nehmen Algorithmen und Programme ein. In diesem ebenfalls reich mit Programmbeispielen versehenen Abschnitt findet der Leser zum Teil sehr ausführliche Betrachtungen zu Addition und Subtraktion; Multiplikation; Division; Berechnung der Quadratwurzel; Berechnung linearer Funktionen; Zahlenkonvertierung; Sortier- und Suchprozessen.
Den Abschluß bilden Betrachtungen zu Programmen, in denen Rechner und Prozeß gekoppelt betrieben werden. Hier werden geboten: Zweipunktregelalgorithmus, Mikrorechnersteuerung für ADU, Berechnung eines gleitenden Mittelwerts, Regler vom PID-Typ, Erkennung von Binärstellenveränderung, Tastaturabfrage, Realisierung logischer Funktionen, Steuerung eines Lochbandlesers u. a., dazu ein umfangreicher Anhang mit Befehlssätzen, Speicherplatztabelle, CCIT-Kode Nr. 2 und einer anschaulich aufgebauten vergleichenden Übersicht zu den Programmiersprachen PL/M und BASIC.
Dieses Buch wird seinen Interessentenkreis insbesondere unter den Anwendern der Mikrorechentechnik und den Studenten von Hoch- und Fachschulen finden. Allen, die sich in die Programmierung und den Einsatz von Mikrorechnern einarbeiten wollen, kann es bestens empfohlen werden.

J. Matschke

S. W. Nasarow

Transistorisierte Spannungsstabilisatoren

(Tranzistornye stabilizatory naprjaženija)
Populärwissenschaftliche Radiobibliothek
Band 1007
In russischer Sprache
Verlag Energija Moskau 1980
96 Seiten, 56 Bilder, 10 Tafeln
Broschur 2,50 Mark

In dieser Broschüre gibt der Autor einen sehr anschaulichen Einblick in die Arbeitsweise und die Dimensionierung elektronischer Spannungsstabilisatoren mit Halbleiterbauelementen. Dabei stellt er überzeugend die Gemeinsamkeiten und Unterschiede der bekannten Regelschaltungen heraus.
Spannungsstabilisatoren sind im Energieflußbild das Bindeglied zwischen der „rohen" Versorgungsspannung und dem Verbraucherzweipol. Durch die Auswahl einer bestimmten Schaltung und mit einer optimalen Dimensionierung hat es der Geräteentwickler in der Hand, die Einflüsse aller Einsatzbedingungen auf die Konstanz der Versorgungsspannung am Verbraucher mit dieser Baugruppe auszugleichen. Der Autor vermittelt dazu nicht nur die Prinzipschaltungen und die methodische Vorgehensweise, sondern auch konkret dimensionierte Baugruppen mit sowjetischen Halbleiterbauelementen. Immer wiederkehrende Begriffe wie Stabilisierungsfaktor, Ausgangswiderstand, Brummspannung, Temperaturkoeffizient und Wirkungsgrad werden gleich im Einführungsabschnitt definiert und durch entsprechende Schaltungskenngrößen belegt.

Die beiden großen Gruppen der Parallel- und Serienregler werden in getrennten Abschnitten behandelt. Den beiden Reglern gemeinsamen Baugruppen Regeleinrichtung, Referenzspannung, Vergleicher und Gleichspannungsverstärker ist ein eigener Abschnitt gewidmet. Damit ist es dem Leser leicht gemacht, durch Baugruppenkombinationen eigene Entwürfe vollständiger Spannungsstabilisatoren zusammenzustellen und diese den konkreten Erfordernissen anzupassen. Wer das nicht will, kann aus der Fülle dimensionierter Schaltungen auswählen.

Ein gesonderter Abschnitt ist der Berechnung von Spannungsstabilisatoren vorbehalten. Das angegebene Neun-Punkte-Programm ist ein sicherer Weg zum Erfolg. Besondere mathematische Kenntnisse sind nicht erforderlich.

Im letzten Abschnitt werden Empfehlungen für den Aufbau und die Inbetriebnahme von Spannungsstabilisatoren gegeben, so z. B. zur Wahl der Verdrahtung und der Erdungspunkte in der Schaltung. In einem Blockschaltbild sind zur Erleichterung der Inbetriebnahme die wichtigsten Kennwerte noch einmal zusammenfassend dargestellt. Werden diese in der Praxis gewonnenen Erkenntnisse beachtet, dann dürfte ein Fehlschlag mit hoher Sicherheit ausgeschlossen sein.

Die Broschüre ist Elektronikinteressierten sicherlich eine wichtige Grundlage für die Auswahl und Dimensionierung von Baugruppen der genannten Schaltungstechnik.

G. Turinsky

Fortsetzung von Seite 129

[4] Turinsky, G.: Schaltungsbeispiele mit CMOS-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 551–555
[5] Painter, R. R.: Gate-Schutzschaltung in COS/MOS-Digitalbausteinen. Applikationsbericht ICAN-6218 (German), RCA (USA) 1973
[6] Kalin, W. F.: Interfacing with CMOS. Applikationsbericht AN-104, Solid State Scientific Inc. (USA), Jan. 1973
[7] Cullings, C.: Electronic die. EDN Chicago (1975) H. 10, S. 70–72
[8] Katalog sowjetischer Halbleiterbauelemente – Integrierte Schaltungen. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 19/20, S. 645 und 646
[9] Flammiger, F.; Schindler, D.: Monostabile CMOS-Multivibratoren. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 17, S. 563 und 564

Linearer Strom-Spannungswandler für sehr kleine Ströme

Empfindliche Strom-Spannungswandler werden vorteilhaft nach dem Prinzip der Ladungsintegration realisiert. Bekannte Verfahren, die Hoch- bzw. Höchstohmwiderstände zur Strom-Spannungswandlung benutzen, weisen demgegenüber erhebliche Mängel hinsichtlich der Stabilität der verwendeten Meßwiderstände auf.

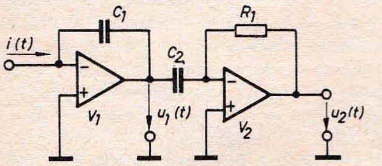


Bild 1: Schaltungsprinzip Strom-Spannungswandler. Der Stromquelle liegt noch der nicht eingezeichnete Widerstand R_0 parallel

Als günstig erweist sich eine Strom-Spannungswandlung auf der Basis der verknüpften Integration-Differentiation [1]. Bild 1 zeigt das Schaltungsprinzip. Zur Erfüllung der an die Eingangsstufe des Wandlers gestellten Forderungen handelt es sich bei dem Verstärker V_1 um einen Operationsverstärker mit MOS-Eingangsstufe. Die Offsetkenngrößen derartiger Verstärker sind nicht vernachlässigbar. Für die Spannung u_1 (im Bild 1) gilt bei Berücksichtigung der Eingangsoffsetspannung dieses Verstärkers

$$u_1(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t \left(i(\tau) - \frac{u_{off}(\tau)}{R_0} \right) d\tau \qquad (1)$$

Für Konstantstromeinspeisung $i(t) = I =$ konst. und linear von der Zeit abhängige Offsetspannung (Näherung) $\dot{u}_{off}(t) =$ konst. gilt für die Spannung u_1

$$u_1(t) = -\frac{1}{C_1} \left(I \cdot t - \frac{i_{off}}{2R_0} t^2 \right) \quad u_{off}(0) = 0 \qquad (2)$$

(R_0 siehe Bildunterschrift)

Der zweite Term in Gl. (2) wird durch die zeitliche Drift der Offsetspannung bestimmt. Durch den als Differenzierer wirkenden Verstärker V_2 wird Gl. (2) einer Differentiation mit der Zeitkonstanten R_1C_2 unterworfen.

$$u_2(t) = - R_1C_2 \frac{d}{dt} u_1(t) \qquad (3)$$

Damit gilt für die Ausgangsspannung

$$u_2(t) = \frac{R_1C_2}{C_1} I - \frac{R_1C_2}{R_0C_1} + u_{off\,2}(t) \qquad (4)$$

Bei Einsatz eines Operationsverstärkers mit geringen Driftwerten (SFET- oder Bipolar-Eingangsstufe) für den Verstärker V_2 wird die Gesamtdrift durch die Drift des Verstärkers V_1 bestimmt.

Für die Dimensionierung entsprechend Gl. (4) kann von Kapazitätsverhältnissen C_2/C_1 von 10^5 bis 10^6 ausgegangen werden. Die Zeitkonstante R_1C_2 wird hundert Sekunden kaum überschreiten.

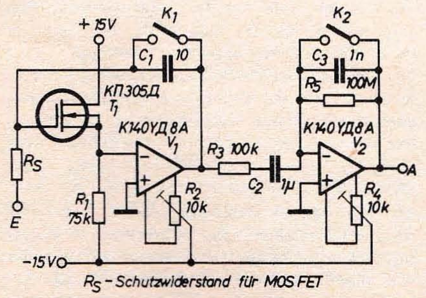


Bild 2: Schaltungsrealisierung des Strom-Spannungswandlers

Eine mögliche Schaltungsrealisierung des im Bild 1 aufgezeigten Prinzips ist im Bild 2 angegeben [1]. Verwendung finden der MOSFET КП 305 Д und der Operationsverstärker К 140 УД 8 А (äquivalent µA 740) [2].

Um ein stabiles Arbeiten des Differenzierers zu gewährleisten, sind der Widerstand R_3 und die Kapazität C_3 erforderlich [3]. Die Kontakte K_1 und K_2 dienen zum Nullsetzen der Ausgangsspannungen. Eine kontinuierliche Strom-Spannungswandlung wird durch automatische Betätigung der Kontakte K_1 und K_2 (z. B. im Meßzyklus eines Digitalvoltmeters) ermöglicht.

Nach [1] repräsentiert die im Bild 2 gezeigte Schaltungskonfiguration eine Empfindlichkeit $\lesssim 4 \cdot 10^{-17}$ A, einen Kennlinienfehler $\lesssim 0{,}1$ %. Die auf den Eingang bezogene Drift beträgt $\lesssim 4 \cdot 10^{-17}$ A/24 h bzw. $\lesssim 5 \cdot 10^{-18}$ A/K.

C. Kühnel

Literatur

[1] Antonovsij, A. A.; Blinov, V. N.: Ėlektrometričeskij usilitel'. Pribory i technika ėksperimenta 20 (1977) H. 4, S. 137–139

[2] Katalog sowjetischer Halbleiter-Bauelemente. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 19/20

[3] Köstner, R.; Möschwitzer, A.: Elektronische Schaltungstechnik-Analogschaltkreise. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K. G. 1978

Digitaler Phasendetektor

Für den automatischen Taktphasenabgleich werden in digitalen Geräten Schaltungen zur Überwachung einer bestimmten Phasenlage zwischen einer Bezugstaktphase und einer beliebigen Taktphase (im allgemeinen vier Taktphasen) benötigt. Aus diesem Phasenvergleich wird ein Steuersignal zum Ausgleich einer nicht beabsichtigten Phasenverschiebung abgeleitet. Mit welchen einfachen Mitteln eine digital arbeitende Phasendetektorschaltung aufgebaut werden kann, zeigt das Schaltungsbeispiel aus der Zeitschrift Elektronik 28 (1979) H. 21, S. 85. Wie unsere Bilder zeigen, werden insgesamt nur zwei JK-Master-Slave-Flip-Flops und ein NAND-Gatter benötigt. Bezüglich der beiden Signalein- und Signalausgänge ist die Schaltung völlig symmetrisch aufgebaut. Die beiden Vorbereitungseingänge J und K liegen auf einem festen Potential K = L und J = H. Mit jeder L-H-Flanke am Takteingang wird diese Belegung in den Masterteil eingetragen und mit der darauffolgenden H-L-Flanke in den Slaveteil übernommen, d. h., am Ausgang Q entsteht ein hohes Potential. Das Rücksetzsignal wird über das NAND-Gatter aus dem hohen Potential beider Q-Ausgänge gewonnen.

Wird davon ausgegangen, daß anfangs beide Flip-Flops zurückgesetzt sind (Q = L), dann wird mit der ersten H-L-Flanke an e_1 oder e_2 das entsprechende Flip-Flop gekippt (Q = H). Im Zeitdiagramm ist das durch den Nadelimpuls an e_1 und die L-H-Flanke am Ausgang a_1 dargestellt. In diesem Fall wurde angenommen, daß die Phase der zweiten Impulsfolge nacheilend ist. Nach dem Eintreffen der H-L-Flanke am Eingang e_2 wird auch dieses Flip-Flop gekippt (Q = H). Zu diesem Zeitpunkt ist die Schaltbedingung für das NAND-Gatter erfüllt, und die an seinem Ausgang entstehende H-L-Flanke setzt beide Flip-Flops in den Anfangszustand zurück. Es ist leicht einzusehen, daß die Impulsdauer τ am Ausgang a_1 ein Maß für die Phasenverschiebung zwischen den beiden Impulsfolgen ist. Die Impulsdauer am Ausgang a_2 wird in diesem Fall von der Schaltzeit des NAND-Gatters und des Flip-Flops am Rücksetzeingang bestimmt. Allgemein kann

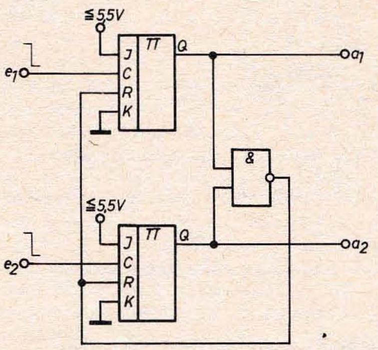


Bild 1: Phasendetektorschaltung

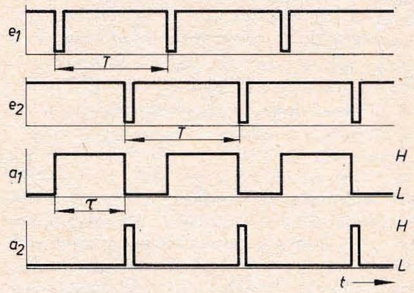


Bild 2: Impulszeitdiagramm ohne Berücksichtigung der IS-Schaltzeiten

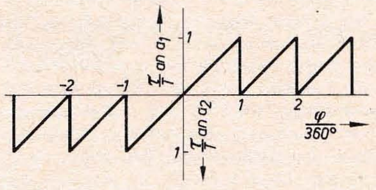


Bild 3: Detektorkennlinie

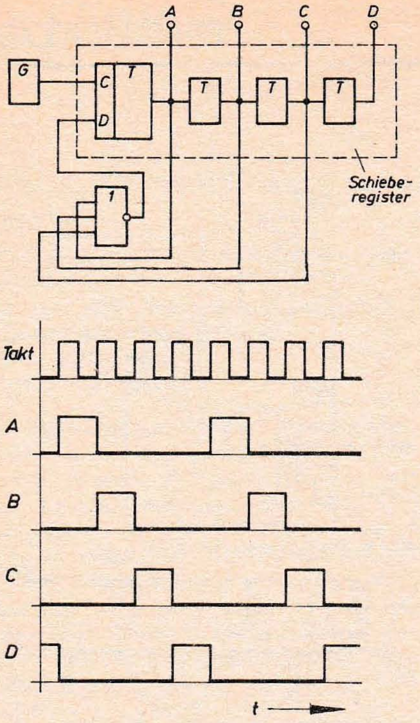
festgestellt werden, daß positive, phasenproportionale Impulse an dem Ausgang entstehen, dessen dazugehöriger Eingang mit der in der Phase voreilenden Impulsfolge beaufschlagt ist. Damit ist es, bezogen auf eine Referenzimpulsfolge, auch möglich, das Vorzeichen der Phasenverschiebung zu erkennen. Im Bild 3 ist das durch die Detektorkennlinie verdeutlicht. Haben beide Impulsfolgen die gleiche Frequenz ($f_1 = f_2$), dann folgt jedem Flip-Flop-Zustandswechsel über den Takteingang ein Rücksetzvorgang über den R-Eingang.

Zeitsteuerschaltung für einen Multiplexer

In Zeitmultiplexschaltungen werden für die Zeitschachtelung bestimmte Steuersignale zum Durchschalten der an den Toren anliegenden Nutzsignale benötigt. Eine sehr einfache, aber leistungsfähige Zeitgeberschaltung zeigt das Bild.

Für die Erzeugung von vier Steuersignalen werden ein 4-Bit-Schieberegister und ein NOR-Gatter benötigt. Eine eingegebene 1 läuft taktsynchron in der Schleife um, auch wenn sie zwischenzeitlich einmal verlorengeht. An den Ausgängen A bis D entsteht nacheinander ein Impuls mit der Dauer der Taktzykluszeit.

Für die Funktionserläuterung wird als Anfangszustand angenommen, daß die drei ersten Ausgänge A bis C des Schieberegisters L-Signal führen. Am Ausgang des NOR-Gatters und damit am D-Eingang des Schieberegisters liegt H-Signal. Die nächste L-H-Flanke des Taktes trägt dieses H-Signal in das erste Flip-Flop ein (A = H). Bereits dieses erste H-Signal schaltet



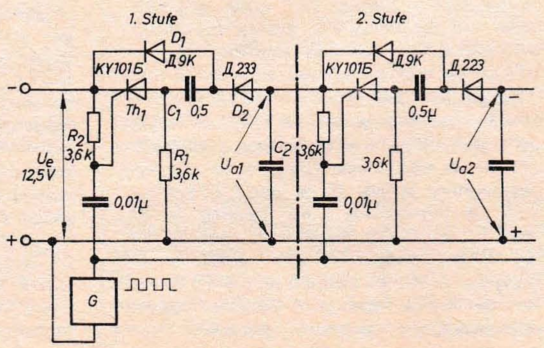
das NOR-Gatter um, und am D-Eingang bleibt mindestens für drei Taktzyklen ein L-Signal stehen. Mit jeder weiteren Taktflanke wird das H-Signal durch das Register durchgeschoben. Wenn alle drei Eingänge des NOR-Gatters wieder L-Signal führen, wechselt die Belegung am D-Eingang auf H-Signal. Der nächste Takt trägt wieder eine 1 ein. Daraus erkennt man auch die Selbstkorrektur der Schleife beim Verschwinden der umlaufenden 1 durch Störungen. Weitere Vorteile sind die fehlende Rücksetzzeit und die Zeit zum Eintragen einer 1. Dadurch ist diese Lösung auch für höhere Taktfrequenzen einsetzbar; die Grenze wird durch die Schaltzeit des Gatters bzw. des Schieberegisters gesetzt. Diese Schaltung ist auf einfache Weise auch auf ein längeres Schieberegister erweiterbar. Es muß nur darauf geachtet werden, daß bis auf einen Ausgang alle Ausgänge auf ein NOR-Gatter geführt sind und daß dessen Ausgang mit dem Eingang des ersten Flip-Flops verbunden ist. Anhand des Zeitdiagramms kann die Funktionsweise leicht verfolgt werden.

G. Turinsky

Wandlerschaltung ohne Transformator

Für elektronische Geräte mit netzunabhängigem Betrieb, die mehrere Gleichspannungen benötigen, wird allgemein eine Betriebsspannung benutzt, aus der die anderen erzeugt werden. Dazu benutzt man meist Wandlerschaltungen mit Transformator. Von den Möglichkeiten ohne Transformator wird im folgenden eine aus pribory i sistemy upravlenija (1979) H. 3, S. 34, vorgestellt. Sie ist für MOS-Schaltungen, Varicaps u. ä. mit geringem Leistungsbedarf geeignet.

Es handelt sich um eine Kaskade, wobei am Ausgang jeder Stufe das Doppelte der Eingangsspannung erscheint, so daß bei n Stufen die Ausgangsspannung der letzten Stufe $U_{an} \approx 2^n U_{e1}$ ist. Im Ausgangszustand sind C_1 und C_2 bis zur Eingangsspannung U_e geladen, C_2 über D_1 und D_2, C_1 über R_1 und D_1, wobei am linken Belag von C_1 Plus liegt. Ein positiver Impuls an der Steuerelektrode öffnet den Thyristor, und D_1 wird durch die Spannung an C_1 gesperrt. Dabei addiert sich diese mit U_e über D_2 auf C_2. Nach einigen Zyklen ist C_2 auf U_{a1} ($\approx 2U_e$ abzüglich der Flußspannungen an Th_1 und D_2) geladen. Der Thyristor sperrt, wenn der Entladestrom unter den Haltestrom aus C_1 gesunken ist. Die zweite Stufe funktioniert analog, die Spannung von C_2 ist ihre Eingangsspannung usw. Als günstige Impulsfrequenz werden 2 kHz empfohlen (positive Impulse aus einem Multivibrator o. ä.). Mit steigender Stufenzahl sinkt der Wirkungsgrad wegen steigender Verluste in R_1.



Wandlerschaltung ohne Transformator
G – positiver Pulsgenerator,
C_1 – Lade-Entladekondensator,
C_2 – Speicherkondensator,
R_1 – Ladewiderstand,
D_1 – Shunt-Diode, D_2 – Entkoppeldiode, Th – Thyristor,
R_2C_2 – Übergangsnetzwerk

Medizinelektronik

● Mit Mikrowellen läßt sich ein System zur Krebserkennung und -behandlung aufbauen. Das sogenannte Dualmodensystem verwendet ein Radiometer zur Temperaturmessung und einen Oszillator mit Bipolartransistor zur Gewebeerwärmung (künstliches Fieber). Das Radiometer arbeitet bei 4,7 GHz, während sich für den Oszillator eine Frequenz von 1,6 GHz als optimal erwies. Beide Systeme können in einem leichten und handlichen Gerät vereint werden, das an seiner Vorderseite die entsprechenden Antennen trägt. Die Mikrowellen-Detektion von Tumoren beruht auf der größeren Energie, die der etwas wärmere Tumor emittiert. Die Temperaturauflösung beträgt 0,05 °C. Eine örtliche Erwärmung mit gesteuerter Temperatur zur Behandlung ist ebenfalls möglich. Im Forschungsinstitut Manfred von Ardenne erforscht man ähnliche Wege zur Krebsbekämpfung.

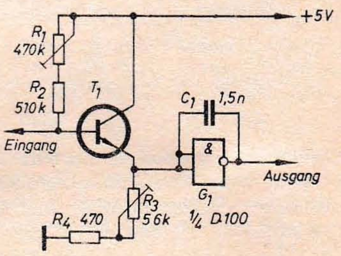
● Ein neues Verfahren zur Brusttumorerkennung beruht auf der rechnergestützten Brustgewebeabtastung sowie auf der Messung der Gewebeleitfähigkeit und der Dielektrizitätskonstanten. Beide Parameter ändern sich bei der Abtastung innerhalb des Organs. Die Kapazität des Gewebes hängt bei niedrigen Frequenzen hauptsächlich von der Kapazität der Zellmembranen ab, da sich das Zellinnere wie ein Leiter verhält. Die Dielektrizitätskonstante des Tumors ist größer, da die Tumorzellen größer als normale Zellen sind. Der Mammo-Scanner besteht aus einer Bedieneinheit mit Rechner, Anzeigeröhre und Eingabetastatur und aus einem Handgerät, das selbst 64 Sensoren (8 × 8) auf einer Fläche von 7,5 mm^2 enthält. Jeder Sensor bildet eine Kondensatorelektrode. Das Brustgewebe ist das dielektrische Medium, eine gemeinsame Erdelektrode bildet die Gegenelektrode jedes Sensors. Die Dielektrizitätskonstante kann in 16 Graupegeln auf der Anzeige visuell dargestellt werden.

● Ein aktiver Sensor, der z. B. zur Druckmessung in der Biomedizin eingesetzt werden kann, besteht aus dem eigentlichen Sensor-Wandlerelement und aus einer Signalverarbeitungsschaltung. Beide sind auf dem Sensorchip integriert. Auf diese Weise lassen sich Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit der Übertragung erhöhen. Außerdem kann an nachfolgende Auswerteschaltungen (Mikroprozessor) angepaßt werden. Der Drucksensor – im praktischen Anwendungsfall werden mehrere eingesetzt – befindet sich an der Spitze oder an den Wänden eines dünnen Katheters von maximal 1,5 mm Durchmesser. Nur zwei Anschlüsse führen nach außen und werden mit der Auswerteelektronik verbunden. Zur Druckaufnahme verwendet man eine Brückenanordnung aus vier Piezowandlern, deren Meßsignal über einen Differentialverstärker verstärkt wird und einen Oszillator moduliert.

● Der Einsatz der Mikroprozessortechnologie auch auf dem Gebiet der Herzschrittmacher gestattet die Realisierung von sogenannten programmierbaren Herzschrittmachern, bei denen einzelne Parameter, wie Stimulationsfrequenz-amplitude, Dauer des Reizimpulses oder Empfindlichkeit des eingebauten EKG-Verstärkers, nach der Implantation neu eingestellt, d. h. dem Patienten angepaßt werden. Dazu wird mit Hilfe eines externen Programmiergerätes die Information in Form eines digitalen Kodes auf einer Trägerfrequenz zum Schrittmacher übertragen. Durch eine Antennenspule oder einen Magnetschalter im Schrittmacher wird die Information empfangen, mit Hilfe einer Logik dekodiert, und notwendige Umstellungen der Parameter werden vorgenommen. Im Gegensatz zu bisherigen Herzschrittmachern ist die Anpassung des Pulses an die jeweilige körperliche Belastung möglich. Eine weitere Entwicklung stellen sogenannte Tachykardieschrittmacher dar, die zur Verlangsamung der Herzfrequenz bei krankhafter Herzfrequenzerhöhung dienen.

Breitbandverstärker mit TTL-Gatter

Bei Beschränkung auf kleine Eingangssignale und Kontrolle der im aktiven Bereich u. U. relativ hohen Stromaufnahme kann man mit der im Bild gezeigten Schaltung einen Breitbandverstärker bis etwa 1 MHz realisieren. Die Eingangsspannung soll im Bereich von 100 μV bis 25 mV liegen, die Spannungsverstärkung beträgt maximal etwa 40. Der Eingangswiderstand einer dieser Stufe folgenden Schaltung

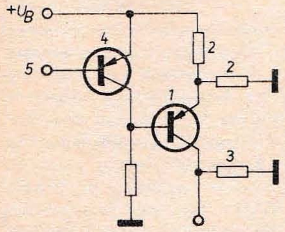


muß größer als 1 kΩ sein. Der Verstärker besteht aus einem Emitterfolger, an dessen Emitterwiderstand die Invertervorspannung im Bereich von 0,7...1 V entsteht. Man arbeitet dann im linearen Teil der Durchlaßkennlinie. Das wird mit R_1 und R_3 eingestellt. Mit R_3 wird auch der Verstärkungsfaktor festgelegt. Die Stromverstärkung des npn-Transistors kann zwischen 20 und 100 liegen, sein Typ ist nach der geforderten oberen Grenzfrequenz zu wählen. Der Kondensator zwischen Inverter-Ein- und -Ausgang unterdrückt Schwingneigung. Sein Wert richtet sich ebenfalls nach der zu erreichenden oberen Grenzfrequenz. Es empfiehlt sich, zur Einstellung des Verstärkers ein Sinussignal von 1 kHz und etwa 25 mV zu benutzen und die Kurvenform oszillografisch zu kontrollieren. Abschließend sei betont, daß dieser Einsatzfall nicht den vom Schaltkreishersteller festgelegten Betriebsbedingungen entspricht.

Impedanzwandlerstufe zur Umschaltung eines elektronisch umschaltbaren Zweisystemdekoders

DD-WP 141 099[1])
Int. Cl.[3]: H 04 N 5/46
Anmelder: VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die Erfindung findet Anwendung in Farbfernsehempfängern, die zum Empfang von Farbfernsehsignalen unterschiedlicher Farbfernsehsysteme eingerichtet sind.
Die Erfindung betrifft eine Schaltung für eine Impedanzwandlerstufe zur Umschaltung eines elektronisch umschaltbaren Zweisystemdekoders, die bei verringertem Bauelementeeinsatz zwei eindeutig unterschiedliche Schaltspannungen liefert und durch die der jeweilige Schaltzustand sicher und exakt eingehalten wird.
Das Bild zeigt den Transistor 1, dessen Emitter mit dem Mittelpunkt des Spannungsteilers 2, dessen betriebsspannungsseitiger Widerstand klein gegenüber dem masseseitigen ist, verbunden ist. Der Kollektor des Transistors 1 ist über die niederohmige Last 3 mit Masse verbunden. Angesteuert wird der Transistor 1 von dem Treibertransistor 4. Liegt eine negative Eingangsspannung, bezogen auf Betriebsspannungspotential, an Klemme 5, so wird der Transistor 4 durchgesteuert, und seine Kollektor-



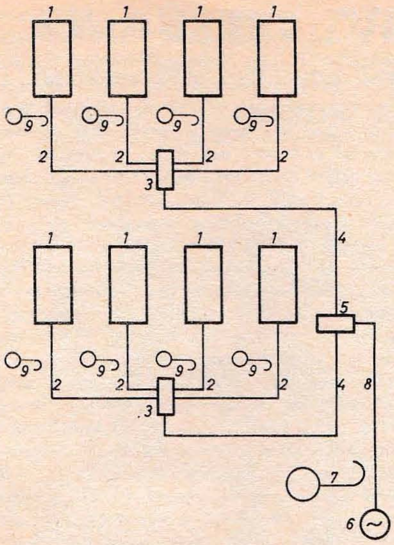
spannung steigt fast auf die Höhe der Betriebsspannung an. Damit wird der Transistor 1 gesperrt und an seiner Ausgangsklemme eine diesem Schaltzustand entsprechende Umschaltspannung erzeugt. Der Emitterspannungsteiler 2 bewirkt die Absenkung des Emitterpotentials des Transistors 1 gegenüber dem Basispotential in Sperrichtung. Die niederohmige Last 3 bewirkt in Verbindung mit dem Innenwiderstand des gesperrten Transistors 1 die sichere Einhaltung des gesperrten Betriebszustandes. Fehlt an Klemme 5 die Eingangsspannung, ist der Transistor 4 gesperrt, womit Transistor 1 leitend wird.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Überwachung der Funktionsfähigkeit von Sendeantennen

DD-WP 140 097[1])
Int. Cl.[3]: H 01 Q 21/06
Anmelder: Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Berlin

Sendeantennenanlagen, die aus mehreren gespeisten Strahlerelementen bestehen, insbesondere für Hörrundfunk- und Fernsehsender im VHF- und UHF-Bereich, müssen während des Betriebes auf ihre Funktionsfähigkeit hin überwacht werden. Durch die Erfindung wird die



Aufgabe gelöst, Kontrollspannungen während des laufenden Betriebes zu gewinnen.
Im Bild besteht die Antennenanlage aus insgesamt acht Strahlerelementen 1, von denen jeweils vier Elemente in einer Ebene derart angeordnet sind, daß sich ein horizontales Rundstrahldiagramm ergibt. Zwei derartige Ebenen sind übereinander angeordnet. Die Strahlerelemente 1 sind über koaxiale HF-Kabel 2 mit Hilfe je eines Verteilers 3 parallelgeschaltet. Beide Ebenen sind über die HF-Kabel 4 mit dem Verteiler 5 verbunden. Die vom Sender 6 über das HF-Kabel 8 gelieferte Energie wird somit gleichmäßig auf die einzelnen Strahlerelemente aufgeteilt. Am Ausgang des Senders befindet sich eine bekannte Schutzschaltung 7, die den Reflexionsfaktor am Eingang des HF-Energiekabels 8 mißt und bei Überschreiten eines bestimmten Grenzwertes z. B. den Sender automatisch abschaltet.
Am Eingang eines jeden Strahlerelementes befinden sich Sonden 9, die vorzugsweise als Richtkoppler ausgeführt sind und eine der Wurzel aus der abgestrahlten Leistung proportionale HF-Spannung liefern. Diese Spannungen werden gleichgerichtet und können z. B. im Kontrollraum des Senders angezeigt werden. Liegt auch nur ein Wert außerhalb einer vorgegebenen Toleranz, dann kann Alarm ausgelöst oder der Sender automatisch abgeschaltet werden. Die einzelnen Kontrollspannungen können auch über an sich bekannte Arten von logischen Schaltkreisen so miteinander verknüpft werden, daß eine einzige resultierende Kontrollspannung entsteht, die für die Überwachung der Funktionsfähigkeit der Antennenanlage ausreicht.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Elektroakustische Erzeugung des Nachhallschwanzes ohne Klangfärbung

DD-WP 138 267[1])
Int. Cl.[2]: H 04 R 3/12
Anmelder: Prof. em. Dr.-Ing. Walter Reichardt

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erzeugung des Nachhallschwanzes bei elektroakustischen Beschallungsanlagen in Verbindung mit Verzögerungsgeräten, das Klangverfärbungen durch rhythmische Wiederholung der Signale ausreichend kompensiert, die zu simulierende Raumgröße nicht verfälscht und den Klangcharakter des Nachhalles dem der vorangegangenen Signale anpaßt.
Ziel der Erfindung ist es, jede unzulässige Klangfärbung im Nachhallschwanz zu vermeiden, ihn mit sehr großer Zeitdiffusität herzustellen und in einer die Raumgröße simulierenden starken Verzögerungszeit zuzuführen. Zugleich soll der Synchronisationsfehler bei der Schallaufnahme nicht in Erscheinung treten und die Klangfarbe dem Schallgemisch, das sich schon durch die vorausgegangenen selektiven Reflexionen im Raum gebildet hat, angepaßt werden. Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß der Nachhallschwanz dem Raum erst nach einer bestimmten Zeit zugeführt wird, wobei das Summensignal entweder auf der Mikrofonseite gebildet und dann verzögert oder aus schon verzögerten Einzelinformationen gewonnen wird. Der statistisch gemischte Nachhall wird am besten dem Saal selbst entnommen. Klangfarbe und Zeitdiffusität sind dann unübertrefflich. Es sind dann an sich bekannte zusätzliche Mittel zur Mitkopplungsunterdrükkung einzusetzen.
Grundsätzlich können dem Verzögerungsgerät, das die Verzögerung bis zum Nachhalleinsatz herbeiführt, dreierlei Signale zugeführt werden: ein Summensignal, das aus den Mikrofonstellgliedern gewonnen wird, ein Hallsignal, das aus einem Raumteil kommt, in dem eine ausreichende und stark verzögerte Schalldurchmischung angenommen werden kann (Rückwand, Deckenraum) oder aus einer Hallplatte, Hallfolie oder einem Hallraum stammt, und ein Wiederholsignal, das beispielsweise erstmalig nach 200 ms eintrifft. Anschließend wird es in 25-ms-Schritten wiederholt.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Bandbreitereduzierung von Farbfernsehsignalen

DD-WP 142 415[1])
Int. Cl.[3]: H 04 N 5/76
Anmelder: VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik

Die Bandbreitereduzierung von Farbfernsehsignalen, insbesondere bei Speicherung von Farbfernsehsignalen nach der SECAM-Norm, bezieht sich in erster Linie auf das Gebiet der Videospeichertechnik, kann aber überall dort angewendet werden, wo Farbfernsehsignalübertragungen nach der SECAM-Norm mit verringerter Bandbreite vorgenommen werden sollen.
Die Schaltung erlaubt eine Vollaussteuerung des Speicherkanals und vermeidet das Auftreten von störenden Mischprodukten durch die zwei additiv zusammengesetzten Signale. Bild 1 zeigt die Signalaufbereitung für die Aufnahme eines Farbfernsehsignals und Bild 2 den zugehörigen Übersichtsschaltplan für die Wiedergabe.
Im Bild 1 gelangt das FBAS-Signal vom Eingang 1 auf die Filter 2 und 3 zur Trennung der Farbinformation von der Helligkeitsinformation. Die Farbinformation wird weiter über einen Begrenzer 4, einen Frequenzteiler 5, der das SECAM-Signal in der Frequenz auf die Hälfte teilt, einem Tiefpaß 6 zugeführt. Dieser Tiefpaß 6 hält Oberwellen des geteilten Signals und damit auch Reste der ursprünglichen Farbinformation von den folgenden Stufen fern. Vor der Zusammensetzung der frequenzgeteilten Farbinformation mit der Helligkeitsinformation können beide Signale in ihrer Amplituden-Frequenzcharakteristik verändert und aufeinander abgestimmt werden. Dazu sind Vorverzerrerstufen 7 und 8 vorgesehen. Am Ausgang

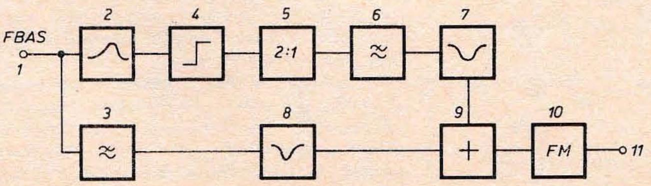


Bild 1

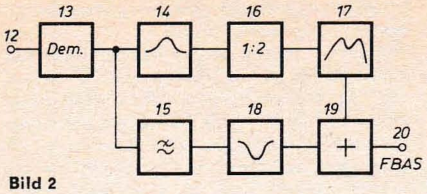


Bild 2

einer Summierstufe 9 erhält man wieder ein einziges Signal, das die Farbfernsehinformation modifiziert enthält und das über einen Frequenzmodulator 10 auf einen Ausgang 11 gelangt und in bekannter Weise weiter verarbeitet wird.

Für die Wiedergabe gilt der Übersichtsschaltplan nach Bild 2. Das an einem Eingang 12 auftretende Signal wird zunächst in einem Frequenzmodulator 13 demoduliert. Anschließend werden durch zwei Filter 14 und 15 die frequenzgeteilte Farb- und die Helligkeitsinformation voneinander getrennt. Die frequenzgeteilte Farbinformation wird in einem Frequenzvervielfacher 16 um den Faktor 2 in der Frequenz vervielfacht und in einem nachfolgenden Filter 17 in der Amplituden-Frequenzcharakteristik so bewertet, daß das Farbsignal wieder dem normgerechten Sendesignal entspricht. Das Helligkeitssignal kann auch dem als Tiefpaß ausgebildeten Filter 15 in einer Nachentzerrerstufe 18 wieder im Amplituden- und Zeitverlauf beeinflußt werden, bevor es gleichzeitig mit dem Farbsignal über eine Summierstufe 19 einem Ausgang 20 zugeführt wird.

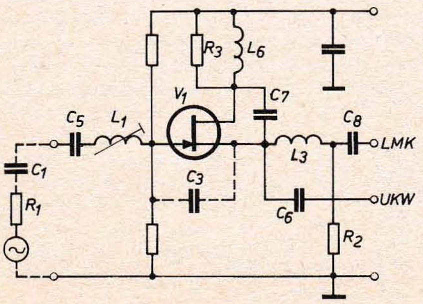
[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Antenne für mehrere Empfangsbereiche mit elektronischem Verstärker

DD-WP 139 680[1])
Int. Cl.^{3}: H 01 Q 9/30
Anmelder: VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Die Erfindung betrifft eine Antenne für mehrere Empfangsbereiche mit elektronischem Verstärker, die die Form eines Dipols oder Monopols aufweist. Ziel der Erfindung ist es, die Empfindlichkeit elektronischer Antennen, die beispielsweise im LMK- und UKW-Bereich empfangen, gegenüber elektronischen Antennen nach dem „Zweiwegeprinzip" im unteren Frequenzbereich zu verbessern. Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß die kapazitive Belastung am Eingang des Verstärkers für den LMK-Bereich durch Aufteilung der Signale des oberen und unteren Frequenzbereiches auf getrennte Verstärkungswege am Ausgang des ersten elektronischen Verstärkerelements verringert wird, wobei eine gemeinsame Verstärkung beider Frequenzbereiche im ersten elektronischen Verstärkerelement vermieden wird. Die erfindungsgemäße elektronische Antenne ist beispielsweise als elektronische Autoantenne, als elektronische Antenne für Reise- und Heimempfänger und für sonstige Empfangszwecke in einem oberen und unteren Frequenzbereich anwendbar.

Das Bild zeigt die Schaltungsanordnung der erfindungsgemäßen Lösung mit minimalem Aufwand. Für den Fall der Übertragung des oberen Frequenzbereiches sind die kapazitive Quellimpedanz des passiven Antennenelements



C_1/R_1, die Trennkapazität C_5, die Kreisinduktivität L_1, die Eingangskapazität des Feldeffekttransistors C_3, die Auskoppelkapazität C_6 und die Eingangsimpedanz des sich anschließenden Übertragungsweges des oberen Frequenzbereiches Bestandteil eines Schwingkreises. Im einfachsten Fall wird der Verstärkertransistor für den oberen Frequenzbereich direkt an die Auskoppelkapazität C_6 angeschlossen. Damit ist seine Eingangsimpedanz Bestandteil des o. g. Schwingkreises. C_7 bildet im oberen Frequenzbereich einen sehr niederohmigen Nebenschluß zur Drain-Sourcestrecke des Feldeffekttransistors V_1 und unterbindet damit weitgehend, daß durch den Transistor verstärkte Ströme des oberen Frequenzbereiches zwischen Source und Bezugspotential fließen. Bei geeigneter Dimensionierung von R_3 wird das Oszillieren dieser Stufe unterbunden. Ferner ist die Reihenschaltung von C_7 und L_6, R_3 im oberen Frequenzbereich noch ausreichend hochohmig, so daß keine wesentliche Beeinflussung des Übertragungsweges des oberen Frequenzbereiches auftritt. Für den Fall der Übertragung des unteren Frequenzbereiches sind die Impedanzen von L_1, L_3, L_6 und von C_6 und C_7 vernachlässigbar, so daß V_1 in Drainschaltung arbeitet. Am Sourcewiderstand R_2 wird das Signal des unteren Frequenzbereiches über C_8 ausgekoppelt.

[1]) erteilt gemäß § 29 Absatz 1 des Patentgesetzes

Stützenfreier koaxialer Steckverbinder mit veränderbarer Polarisierung

DD-WP 140 821[1])
Int. Cl.^{3}: H 01 P 5/00
Anmelder: VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Die Erfindung betrifft einen Steckverbinder, wie er in der Hochfrequenzmeßtechnik zur Realisierung fehlerarmer Verbindungen zwischen Präzisionsmeßgeräten und Meßobjekt benötigt wird. Wichtig ist es, Störungen im Verlauf der koaxialen Leitung, wie sie durch austauschbare Anpaßstücke verursacht werden können und die zur Vergrößerung des Gesamtreflexionsfaktors des Steckverbinders führen, zu vermeiden.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß die zur Herstellung der geforderten Polarisierung des Steckverbinders – Stecker oder Buchse – benötigten Anpaßstücke so ausgebildet sind, daß sie den homogenen zylindrischen Durchmesserverlauf der Koaxialleitung, der den Wellenwiderstand und die elektrischen Kennwerte der Leitung bestimmt, nicht berühren. Zu diesem Zweck wird das Ende des Außenleiters der Koaxialleitung ohne zusätzliche Unterbrechung bis zur Trennstelle, der Stelle des Stirnkontaktes zum Gegensteckverbinder, geführt. Das bekannte abgestimmte System von Passung und Gewinde zur Zentrierung und Befestigung der Anpaßstücke befindet sich außerhalb des wellenwiderstandsbestimmenden Außenleiterdurchmessers.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Sende- und Empfangsschaltung mit einer Leitungsabschlußschaltung

DD-WP 143 341[1])
Int. Cl.^{3}: H 03 K 17/16; H 04 B 3/00
Erfinder: G. Turinsky

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Sende- und Empfangsschaltung für Datensammelleitungen in digitalen Anlagen zu schaffen, bei der Signalreflexionen vermieden werden und die Wellenwiderstandsanpassung unmittelbar am Datenleitungsanfang und -ende und nur zu dem Zeitpunkt vorgenommen wird, wenn Datensignale über die betreffende Leitung gesendet werden sollen.

Im Bild 1 ist das Blockschaltbild einer Sendeschaltung mit einer elektronischen Abschlußschaltung für die Ansteuerung von Übertragungsleitungen 1 dargestellt. Die Schaltung besteht aus einem Vorverstärker 2 und einem

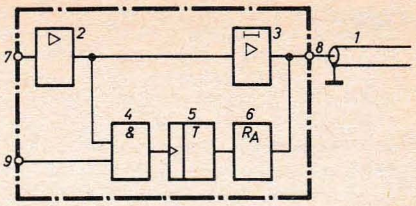


Bild 1

Endverstärker 3 mit Speichereigenschaften. Die eigentliche Leitungsabschlußschaltung 6 hat zur Steuerung ein UND-Glied 4 und ein Trigger-Flip-Flop 5. Die am Eingang 7 anliegenden Datensignale werden durch die Verstärker verstärkt und am Ausgang 8 auf die Übertragungsleitung gegeben. Ob am Ausgang 8 die Leitungsabschlußschaltung 6 hochohmig oder niederohmig wirkt, hängt von der Umsteuerung durch das UND-Glied 4 und das Trigger-Flip-Flop 5 ab. Unter der Annahme, daß

- Datensignale übertragen werden sollen
- sich die Sendeschaltung am Anfang der Übertragungsleitung befindet
- die Übertragungsleitung am Anfang angepaßt abgeschlossen werden soll (niedrige Impedanz der Abschlußschaltung)

liegt am Eingang 9 ein Bereitschaftssignal an. Mit der ansteigenden Flanke des ersten Datensignals wird das UND-Glied geöffnet und das Trigger-Flip-Flop so umgesteuert, daß die Leitungsabschlußschaltung in den Zustand niedriger Impedanzen versetzt wird.

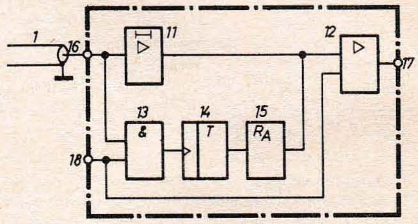


Bild 2

Im Bild 2 ist das Blockschaltbild der Empfangsschaltung mit einer elektronischen Leitungsabschlußschaltung 15 dargestellt. Die Schaltung ist ähnlich wie die Sendeschaltung aufgebaut. Vor- und Endverstärker 11, 12 dienen dem Empfang der am Eingang 16 eintreffenden Datensignale. Am Ausgang 17 ist die Logik zur Weiterverarbeitung der empfangenen Datensignale angeschlossen. Die Impedanzsteuerung der Leitungsabschlußschaltung 15 wird über die logischen Baugruppen UND-Glied 13, Trigger-Flip-Flop 14 vorgenommen. Ist die Empfangsschaltung

- bereit, Daten zu übernehmen und
- am Ende der Übertragungsleitung angeschlossen und
- soll die Leitung angepaßt abgeschlossen werden,

dann liegt am Signaleingang 18 ein Bereitschaftssignal an. Mit der ansteigenden Flanke des ersten Datensignals wird das UND-Glied geöffnet, und die Kippschaltung wird umgekippt, so daß mit dem Flip-Flop-Ausgangssignal die Leitungsabschlußschaltung in den Zustand niedriger Impedanz gesteuert wird. Die Verzögerungszeit des Vorverstärkers für die Flanke L-H muß größer sein als die Schaltzeit der Baustufenkette UND-Glied, Trigger-Flip-Flop, Leitungsabschlußschaltung. Mit dem Endverstärker wird das eintreffende Datensignal zusätzlich geformt und verstärkt.

Die Sende- und Empfangsschaltungen sind integrierter Bestandteil der jeweiligen Funktionsbaugruppe. Auf dem LSI-Halbleiterchip sind sie an der Peripherie untergebracht, um den Zugang zum logischen Teil des Schaltkreises unkompliziert zu gestalten. Eine Lösung für die Leitungsabschlußschaltung ist der Originalschrift zu entnehmen.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 11. 1980 bis 15. 12. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | ≦ 0,0001 s

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
12. 11.–22. 11.	−0,1 s	0,00 s
23. 11.–29. 11.	−0,1 s	−0,02 s
30. 11.– 3. 12.	−0,1 s	−0,04 s
4. 12.– 6. 12.	−0,2 s	+0,06 s
7. 12.–13. 12.	−0,2 s	+0,04 s
ab 14. 12.	−0,2 s	+0,02 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

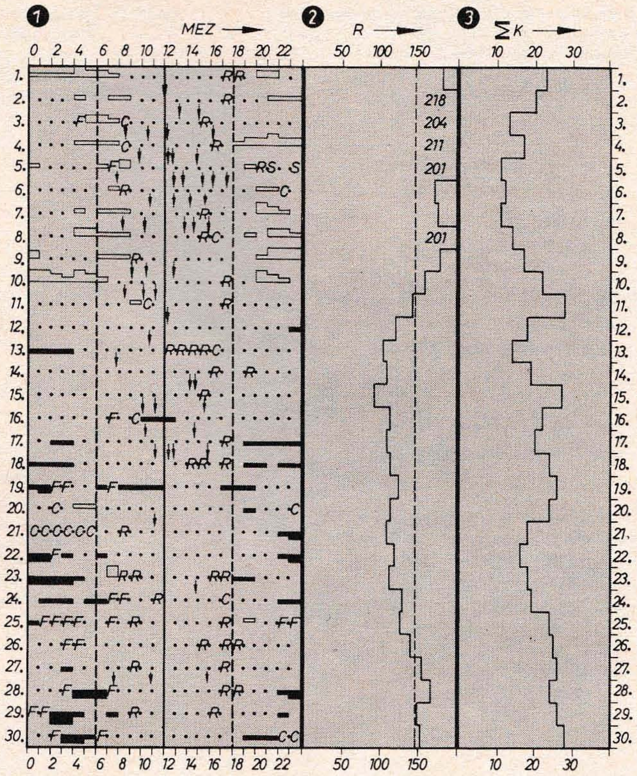
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h 15^{min} 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h 15^{min} 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h 05^{min}$ und $13^h 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 11.	+0,015 054 4 s	−0,1
17. 11.	+0,006 433 7 s	+0,1
18. 11.	+0,006 433 8 s	0,0
19. 11.	+0,006 433 9 s	−0,2
20. 11.	+0,006 412 8 s	+0,1
21. 11.	+0,005 902 5 s	+0,2
22. 11.	+0,005 906 2 s	−0,1
23. 11.	+0,005 906 4 s	−0,3
24. 11.	+0,005 500 1 s	−0,3
25. 11.	+0,005 500 3 s	+0,1
26. 11.	+0,005 500 4 s	−0,3
27. 11.	+0,005 438 5 s	+0,3
28. 11.	+0,005 438 4 s	−0,2
29. 11.	+0,005 441 7 s	−¹)
30. 11.	+0,005 442 1 s	−0,2
1. 12.	+0,005 438 4 s	0,0
2. 12.	+0,005 438 4 s	−0,5
3. 12.	+0,005 438 4 s	−0,2
4. 12.	+0,005 438 7 s	−0,2
5. 12.	+0,005 437 6 s	−0,3
6. 12.	+0,005 446 8 s	−¹)
7. 12.	+0,005 447 0 s	0,0
8. 12.	+0,005 443 2 s	+0,1
9. 12.	−0,005 412 9 s	−0,4
10. 12.	+0,005 413 0 s	−0,1
11. 12.	+0,005 412 9 s	−0,3
12. 12.	+0,005 413 0 s	0,0
13. 12.	+0,005 416 8 s	−0,2
14. 12.	+0,003 735 7 s	nicht stabilisiert
15. 12.	+0,005 413 2 s	0,0

¹) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im November 1980 und Vorschau für Februar 1981

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im November 1980

1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- +41 % und darüber
- +31 ··· +40 %
- +21 ··· +30 %
- +20 ··· −20 %
- −21 ··· −30 %
- −31 ··· −40 %
- −41 % und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

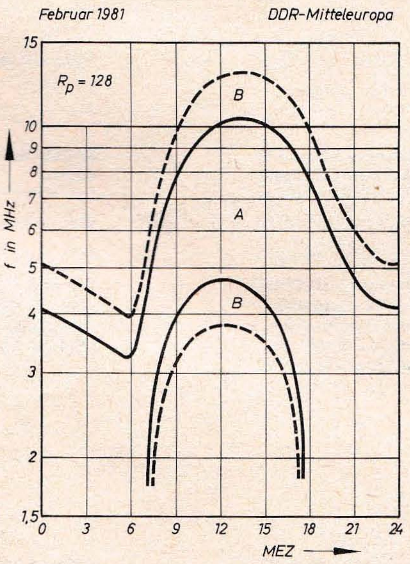
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

2 gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

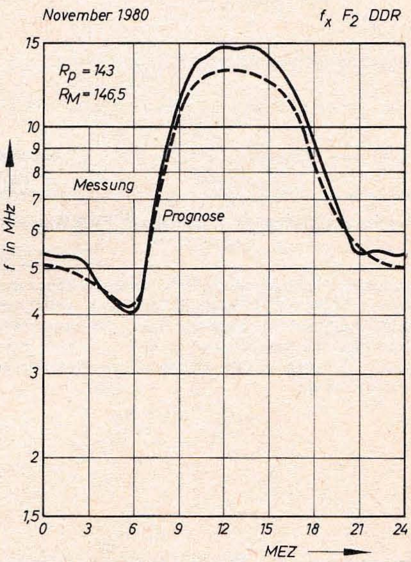
3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Vorschau für Februar 1981

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Auslandstechnik — Produktion und Wirtschaft — Leitartikel

Zur wirtschaftlichen Nutzung von Patenten

Dipl.-Ing. Reinhard Langmann

In diesem Beitrag werden die Formen der Patenttätigkeit einiger führender westlicher Elektronikkonzerne untersucht. Die Ausführungen machen deutlich, daß eine offensive Patentpolitik zu Vorteilen auf dem Weltmarkt führt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 71

Antennen und Wellenausbreitung

Kopfstation für Groß-Gemeinschafts- und Kabelfernsehanlagen

Heinz Teichmann

Es wird eine Kopfstation für 15 Fernseh- und 24 UKW-(Stereo-)Programme vorgestellt. Sie bildet die Voraussetzung, Wohnkomplexe bzw. Städte von einer einzigen Station aus mit selektiv aufbereiteten Fernseh- und Hörrundfunksignalen in hoher Qualität zu versorgen.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 73

Elektronische Meßtechnik analog/digital — Fernsehtechnik Aufnahme

Modifiziertes Schmalbandfernsehsystem zur Speicherung quasistatischer Fernsehbilder

Prof. Dr.-Ing. Udo Franz, Prof. Dr. habil. Herbert Stuhec und Dipl.-Ing. Dieter Vyhnal

Für Überwachungsaufgaben und zur meßtechnischen Auswertung ist häufig die Speicherung des Videosignales zweckmäßig. Zur Erfassung quasistatischer Prozesse ist dabei die Umwandlung der von der Fernsehkamera abgegebenen CCIR-Normsignale in modifizierte SSTV-Signale sinnvoll, da sie vorteilhaft mit herkömmlichen Tonbandgeräten gespeichert werden können. Ein derartiges Fernsehsystem, dessen wesentlichster Teil der SSTV-Koder ist, wird vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 77

Speichertechnik Magnetische Verfahren

Schnellkopiereinrichtung für Reportage-Kompaktkassetten

Karl Duda

Für den Umzeichnungsvorgang von Kompaktkassetten wurde im RFZ eine Kopiereinrichtung entwickelt, die den Umschnitt mit dreifacher Normalgeschwindigkeit ermöglicht und automatisch überwacht. Sie führt damit zu einer wesentlichen Rationalisierung bei der Bearbeitung von Reportagen. Die Konzeption dieser Schnellkopiereinrichtung wird im Beitrag beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 79

Messung nichtelektrischer Größen — Elektronische Meßtechnik analog

Kleinstecholotgerät

Dipl.-Phys. Arno Kiekbusch

Das vorgestellte Kleinstecholotgerät wurde für den Sport-, Hobby- und Amateurbedarf konzipiert und basiert auf einer elektronischen Sende-, Empfangs- und Anzeigeeinheit, wobei der piezoelektrische Ultraschallwandler gleichzeitig zum Senden und Empfangen benutzt wird. Die Sendefrequenz beträgt 250 kHz und ermöglicht eine wahlweise Tiefenmessung von 2,5 bzw. 25 m.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 81

Elektroakustik — Elektroakustische Baugruppen und Geräte

Aktive Frequenzweichen

Hanno Reimann

Im Beitrag werden anhand von einfachen Rechnungen und Betrachtungen Hoch- und Tiefpässe vierten Grades entworfen, die zu aktiven Frequenzweichen für die Musikelektronik (Cross-over-Technik) zusammengeschaltet werden können.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 84

Elektronische Meßtechnik analog

Automatisches Stehwellenmeßgerät

Dr.-Ing. Boris Witschev und Dipl.-Ing. Stefan Derwischev

Das beschriebene Gerät vereint zwei Vorteile gegenüber konventionellen Geräten in sich. Mit ihm können eine automatische Kalibrierung des Anzeigeinstrumentes im Maximum der Stehwelle und eine automatische Bereichswahl ermöglicht werden, wodurch die Bedienung dieses SWR-Meters wesentlich vereinfacht wurde.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 86

Elektronische Meßtechnik analog — Antennen und Wellenausbreitung

Meßaufbau für die Registrierung der kosmischen Radiostrahlung

Dipl.-Ing. Jörg Voigtländer

Dieser Beitrag beschreibt eine Meßapparatur zum Empfang der kosmischen Radiostrahlung auf zwei Frequenzen und zur zeitabhängigen Aufzeichnung ihres Intensitätsverlaufes, die seit März 1978 auf einer Antarktisstation betrieben wird.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 89

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Ein einfacher und schneller D-A-Wandlerbaustein

Dr.-Ing. Heinz Döring und Maritta Kitzing

Dieser Beitrag beschreibt einen 8-Bit-D-A-Wandlerbaustein für verschiedene Anwendungszwecke, der sich durch einen geringen Aufwand und geringe mechanische Abmessungen auszeichnet und im wesentlichen aus Widerstandsnetzwerken und zwei Transistorarrays B 340 besteht.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 94

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Sibensegment-BCD-Dekoder für U 821 D

Dr.-Ing. Jürgen Urbig und Dipl.-Ing. Frank Langenau

Oft ist die Verwendung von Taschenrechner IS für einfache Verarbeitungsaufgaben sinnvoller als die eines Mikroprozessors. In diesem Beitrag wird eine Schaltung für die Wandlung der Siebensegment-Informationen in den BCD-Kode beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 116

Bauanleitung | **Reparaturpraxis und Service** | Elektronische Meßtechnik analog/digital

Erweiterung des SECAM-Farbbalkentestgenerators für das PAL-System

Ing. Heinrich Lindauer und Winfried Worgul

Um den veränderten Bedingungen des Farbfernsehservices gerecht zu werden, wurde der in einer früheren Ausgabe veröffentlichte SECAM-Farbbalkentestgenerator für das PAL-System erweitert. Grundlagenkenntnisse zum PAL-System werden vorausgesetzt. Der Beitrag enthält alle für den Zusatz erforderlichen Leiterzeichnungen und Bestückungspläne.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 107

Auslandstechnik | Technologie Herstellungs-technologie | **Bauelemente und -gruppen** Halbleiter

Stand & Tendenzen
Halbleiterelektronik

Prof. Dr. habil. Hans-Friedrich Hadamovsky

In diesem umfangreichen Beitrag wird versucht, die Entwicklung der Halbleitertechnik einzuschätzen. Dabei geht der Autor vom Trend zur Höchstintegration und zur Hochgeschwindigkeitselektronik aus und zeigt, welche technologischen Wandlungen speziell auch auf dem Gebiet modifizierter (Silizium) bzw. neuer Basiswerkstoffe (GaAs und InP) in den nächsten Jahren wirksam werden.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 1, S. 11; H. 2, S. 117

Technologie
Prüftechnologie

Quasidigitale Prüfung von analogen Schaltungen

Dr. sc. techn. Günter Kurz

Die quasidigitale Prüfung analoger Schaltungen beruht auf der strukturellen Beobachtbarkeit von Teilsystemen in komplexen Schaltungen. Ähnlich wie bei digitalen Schaltungen können damit Fehler bis zu Elementarschaltungen lokalisiert werden. Das Verfahren wird vorgestellt. Anwendungsmöglichkeiten bei der Prüfung analoger Rechenschaltungen sowie von Schaltungen der Automatisierungstechnik werden aufgezeigt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 111

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Mehrphasige Ansteuergeräte mit U 706 D

Dr.-Ing. Günter Graichen und Dipl.-Ing. Peter Graßhof

Die integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D aus dem VEB Funkwerk Erfurt läßt sich auf vielfältige Weise einsetzen. In diesem Beitrag werden Schaltungen für mehrphasige Steuerungen vorgestellt. Es zeigt sich, daß die Grundschaltung meist nur geringfügig modifiziert zu werden braucht, um sie den verschiedenen Erfordernissen anzupassen.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 1, S. 15; H. 2, S. 120

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Hochohmige Eingangsstufe mit Pegelwandlung und -bewertung

Dipl.-Ing. Eberhard Müller und Dipl.-Ing. Jürgen Trautsch

In diesem Beitrag wird eine Eingangsstufe für Geräte der digitalen Prüftechnik (z. B. Logikanalysatoren) vorgestellt, die die Bewertung von TTL- und MOS-Signalen gestattet, wobei die Bewertungsschwelle im Bereich —4...—27 V für MOS- bzw. 1...5 V für TTL-Technik einstellbar ist.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 115

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Zeitschaltungen mit CMOS-Schaltkreisen

Dipl.-Ing. Werner Reckziegel

Der Beitrag bringt eine Systematik von Zeitschaltungen mit monostabilem Verhalten (Impulsverkürzungs- und Impulsdehnschaltungen, Univibratoren und nachtriggerbare Univibratoren) aus CMOS-NAND- und CMOS-NOR-Gattern mit einem zeitbestimmenden RC-Glied und minimalem Aufwand in Form eines Schaltungskatalogs mit Dimensionierungsgleichungen und -hinweisen.

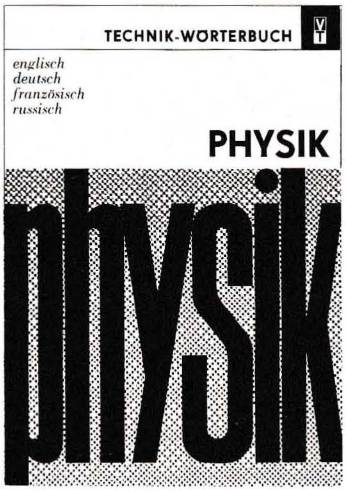
radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 2, S. 126

Wieder lieferbar

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Physik

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch



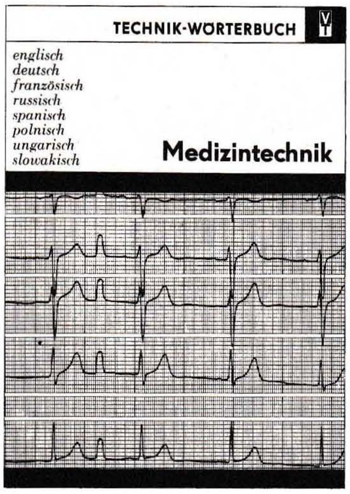
Zusammengestellt von Ralf Sube und Günther Eisenreich
3., durchgesehene Auflage. In drei Bänden. 2896 Seiten, Kunstleder, 220,– M, Ausland 290,– M. Bestell-Nr. 551 787 1
Vertriebsrechte für Ungarische VR, BRD, Berlin (West) und Schweiz vergeben.

Mit mehr als 75 000 Fachbegriffen aus allen Bereichen der Physik und angrenzender Gebiete. Die Terminologie erstreckt sich nicht nur auf die theoretischen Bereiche; berücksichtigt werden vielmehr auch die vielfältigen Anwendungsgebiete.

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Medizintechnik

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch–Spanisch–Polnisch–Ungarisch–Slowakisch



Herausgegeben von Roald Albert und Harry Hahnewald.
Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv
3., unveränderte Auflage. 596 Seiten, Kunstleder, 55,– M, Ausland 70,– M. Bestell-Nr. 552 500 3
Vertriebsrechte für ČSSR, VR Polen, Ungarische VR und die nichtsozialistischen Länder vergeben.

Mit etwa 8 000 Fachbegriffen aus den Gebieten Geräte der medizinischen Elektronik, Geräte der Medizintechnik, Röntgeneinrichtungen, ärztliche Instrumente, Geräte der medizinischen Labortechnik, Instrumente und Geräte für Stomatologie, strahlenmedizinische Einrichtungen.

Auslieferung in diesen Tagen. Im Buchhandel erhältlich.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN